



Дж. Ленк

ЭЛЕКТРОННЫЕ
СХЕМЫ

Практическое
руководство



Москва «Мир»



John D. Lenk
Consulting Technical Writer

**Handbook
of Practical
Electronic Circuits**

Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1982



Дж. Ленк

ЭЛЕКТРОННЫЕ
СХЕМЫ
Практическое
руководство

Перевод с английского
М. Н. МИКШИСА

под редакцией
канд. техн. наук
И. Н. ТЕПЛЮКА

Москва «Мир» 1985

ББК 32.85
Л 45
УДК 621.37

Ленк Дж.

Л 45 Электронные схемы: Практическое руководство. Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 343 с., ил. — (Самодеятельное техническое творчество).

Книга известного американского автора продолжает серию книг по техническому творчеству. В ней рассмотрено свыше 270 электронных схем, широко используемых в усилителях, детекторах, генераторах, фильтрах, стабилизаторах и преобразователях напряжения.

Для радиолюбителей и специалистов в области электроники.

Л $\frac{2403000000-374}{041(01)-85}$ 158—85, ч. 1

ББК 32.85
6Ф0.3

Редакция литературы по информатике и электронике

Джон Ленк

ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ
Практическое руководство

Старший научный редактор Н. В. Серегина. Младший научный редактор М. Ю. Григоренко. Художник Н. Н. Дронова. Художественный редактор Н. И. Иванов. Технический редактор А. Л. Гулина. Корректор Н. А. Гиря

ИБ № 5049

Сдано в набор 29.10.84. Подписано к печати 10.06.85. Формат 60×90^{1/16}. Бумага книжно-журн. имп. Печать высокая. Гарнитура литературная. Объем бум. л. 10,75. Усл. печ. л. 21,50. Усл. кр.-отт. 21,88. Уч.-изд. л. 20,55. Изд. № 20/3346. Тираж 100 000 экз. Зак. 388. Цена 1 р 20 к.

Издательство «Мир». 129820, ГСП, Москва, И-110, 1-й Рижский пер., 2.

Ленинградская типография № 2 головное предприятие ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29.

© 1982 by Prentice-Hall, Inc.

© перевод на русский язык, «Мир», 1985

Настоящая книга продолжает серию практических пособий известного американского популяризатора электронной техники, с которым уже знаком советский читатель¹⁾. Автор прекрасно чувствует актуальность темы, что обеспечивает его книгам репутацию технических бестселлеров.

Электроника в настоящее время настолько пронизывает всю профессиональную деятельность, отдых и быт человека, что стала чуть ли не основным объектом приложения самостоятельных творческих усилий широких масс любителей техники. Можно в качестве примера сослаться на радиолюбительство, которое прошло путь от конструирования простейших детекторных приемников до проектирования собственных спутников связи. Кроме того, возможности микроэлектроники позволяют любительски заниматься разработкой электронных игр, музыкальных инструментов, устройств сигнализации, приборов управления бытовой техникой и других электронных «поделок». Для такой массы любителей уже не подходит обычная техническая литература, а альтернативой могут служить пособия предлагаемого типа.

Исходя из этого автор делает акцент на чисто качественном описании устройств с привлечением многочисленных иллюстраций. Для расширения возможностей практического использования схем приводятся необходимые расчетные соотношения, которые хотя и даны без выводов, но с пояснением их проектного назначения. Благодаря краткости описания в книге небольшого объема представлена большая номенклатура устройств, в результате чего охватывается широкая область бытовой и промышленной электроники.

В русском издании термины и условные обозначения элементов и схем приведены в соответствие с принятыми в советской литературе, но имеются и некоторые незначительные отклонения в части наиболее употребительных иностранных символов. Для удобства пользования руководством приведена таблица аналогов отечественных полупроводниковых приборов.

И. Н. Теплюк

¹⁾ На русский язык переведены его книги «Справочник по твердотельным усилителям». — М.: Мир, 1977; «Руководство для использования операционных усилителей». — М.: Связь, 1978.

*Ирэне («куличонку») и г-ну Лэму
(«вслепому барашку»).*
*Спасибо Вам за то, что Вы помогли мне
стать самым популярным автором
в технической литературе*

Предисловие

Данная книга представляет собой практическое руководство по электронным схемам и дает возможность читателю ознакомиться более чем с 270 схемами, без которых не обходится ни одна область современной электроники. Однако это не просто перечень схем и их описание. Основное назначение этого руководства — помочь читателю выбрать такую схему, которую непосредственно или с некоторыми изменениями можно было бы использовать для решения поставленных задач. Поэтому в рассмотрении всех приводимых схем содержатся ответы на вопросы «почему работает схема» и «как она работает». При этом описание одних схем включает подробное изложение принципов их работы и расчеты с указанием номиналов используемых элементов, в то время как описание других схем сводится к воспроизведению принципиальной схемы и даже рекомендаций относительно выбора номиналов элементов, обеспечивающих заданные рабочие характеристики.

В книге приводится множество схем, выполненных на широко используемых в настоящее время управляемых вентилях (различных диодных, триодных и тетродных тиристорах, фототиристорах и оптопарах). Кроме того, даются детально разработанные практические схемы сопряжения цифрового электронного оборудования с различными системами управления.

Уровень изложения материала предполагает знакомство читателя с основами транзисторной схемотехники и не требует специальных математических или теоретических знаний. Это делает книгу доступной для широкого круга читателей, в том числе студентов и даже школьников.

В подготовке книги принимало участие много специалистов, приложивших немало усилий для выхода ее в свет. Автор с благодарностью признает, что объем проделанной работы не под силу одному человеку, и выражает признательность всем, кто прямо или косвенно содействовал подготовке рукописи к печати.

Особую благодарность автор хочет выразить следующим специалистам. Лотару Стерну (Motorola Semiconductor Products, Inc.), Уолтеру Деннену (RCA Corp., Solid State Division), Россу Шнидеру (Hewlett-Packard) и Джозефу А. Лэбоку (Los Angeles Valley College), а также фирме Texas Instruments Incorporated за поддержку и оказанное внимание.

Дж. Д. Ленк

СХЕМЫ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

В этой главе рассматриваются схемы, работающие в диапазоне звуковых частот (ЗЧ). Сюда включены цепи смещения (питания), основные усилители на биполярном транзисторе, многокаскадные транзисторные усилители, усилители с трансформаторной связью, усилители на основе пластмассовых транзисторов и устройства управления схемами ЗЧ при их эксплуатации и регулировке. Здесь рассматривается также влияние элементов усилителя звуковых частот на его частотную характеристику, выбор цепей связи и классификация усилителей.

1.1. Цепи смещения

Все транзисторы (и другие полупроводниковые приборы) требуют обеспечения им определенного вида смещения. В транзисторе переход коллектор — база должен быть смещен в обратном направлении, т. е. между коллектором и базой не должен протекать ток. Здесь ток, протекающий через переход коллектор — база, представляет собой либо ток утечки, либо пробоя. Возможность пробоя исключается правильным конструированием схемы. Утечка же является нежелательным (но почти всегда присутствующим) фактором, и ее необходимо учитывать при проектировании схем.

Переход эмиттер — база транзистора должен быть смещен в прямом направлении. В режиме нормальной работы между базой и эмиттером протекает ток. В некоторых схемах (например, усилители класса А и большинство генераторов) определенный ток протекает постоянно. В других же (например, усилители класса С, ключи и т. д.) ток протекает только при наличии рабочего сигнала или сигнала запуска. В любом случае переход эмиттер — база должен быть смещен таким образом, чтобы обеспечивалось протекание тока.

Требуемое смещение достигается с помощью подачи напряжений на соответствующие элементы транзистора, обычно через сопротивления. В следующих параграфах даны описания некоторых основных цепей смещения. Приведенные цепи (или их разновидности) охватывают большинство используемых в транзисторных схемах методов смещения.

При изучении описываемых далее цепей смещения необходимо помнить следующее: задача цепи смещения состоит в установке соотношений тока и напряжения коллектор — база — эмиттер для *рабочей точки* данной схемы. (Эта рабочая точка известна также как точка покоя, Q-точка, бессигнальная точка, точка холостого хода или статическая точка.) Поскольку транзистор редко работает в этой статической точке, то цепи смещения используются для задания опорной точки, с которой и начинается проектирование. Реальные же конфигурации схем и (особенно) значения параметров цепей смещения должны выбираться исходя из динамических режимов работы схем (требуемого размаха выходного напряжения, предполагаемого уровня входного сигнала и т. д.).

1.1.1. Исходные данные

На первом этапе расчета цепи смещения необходимо определить характеристики как самой схемы, так и используемого транзистора. Например, будет эта схема функционировать как усилитель, генератор или ключ? Какой требуется режим работы (класс А, АВ, В или С)? Какое необходимо усиление? Какие имеются в распоряжении номиналы питающих напряжений? Какой тип транзистора должен применяться? Допустимы ли произвольные значения входного и выходного полных сопротивлений?

1.1.2. Сопротивление и ток нагрузки

Как только получены ответы на основные вопросы проектирования, приступают к следующему этапу расчета, связанному с определением рабочего тока нагрузки и сопротивления. В некоторых схемах должна иметься возможность задавать сопротивление нагрузки произвольным образом (например, для обеспечения необходимого выходного полного сопротивления схемы). От других же схем требуется обеспечение тока нагрузки (для получения заданной выходной мощности). В приводимых далее примерах предполагается, что как ток нагрузки, так и сопротивление нагрузки выбираются исключительно для формирования заданной рабочей точки. Обычно в рабочей точке при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе составляет половину напряжения питания.

Для транзистора рабочий ток нагрузки определяется двумя главными факторами, а именно током утечки и максимально допустимым током. Очевидно, что для самого транзистора ток нагрузки не может превышать этого максимально допустимого тока. Аналогичным образом ток нагрузки не должен быть меньше тока утечки, в противном случае через нагрузку не будет протекать ток. Если же сама схема питается от батареи, то, для того чтобы минимизировать

потребление тока от нее, ток нагрузки обычно выбирают вблизи его нижнего предела. Часто же ток нагрузки выбирается посередине между этими двумя крайними значениями (током утечки и максимально допустимым током).

После установления тока нагрузки требуется вычислить номинальное значение сопротивления нагрузки. При работе на частотах приблизительно до 100 кГц значение сопротивления нагрузки можно рассчитывать на постоянном токе. На более же высоких частотах может потребоваться определение сопротивления нагрузки исходя из полного сопротивления. Это будет рассмотрено в последующих главах и, в частности, в гл. 2.

Когда ток нагрузки соответствует выбранной точке, то на коллекторном сопротивлении нагрузки должно падать напряжение, равное половине напряжения питания. Это характерно для схем класса А. (Рабочие классы усилительных схем рассматриваются далее в разд. 1.4.)

1.1.3. Смещение на основе последовательной обратной связи

Поскольку уже определены ток нагрузки и сопротивление нагрузки (или выбраны произвольным образом), на заключительном этапе расчета цепи смещения необходимо выбрать номиналы подключаемых к эмиттеру и базе транзистора сопротивлений, которые и задают правильную рабочую точку. Хотя существует много разновидностей цепей смещения и каждая из них обладает своими преимуществами и недостатками, один главный показатель характеризует любую цепь. Она должна поддерживать требуемый ток базы при наличии температурных (а в некоторых случаях и частотных) изменений. Под этим часто подразумевается *стабилизация смещения*.

Существуют несколько методов обеспечения температурной и частотной коррекции цепей смещения. Одним из наиболее эффективных является метод *последовательной обратной связи*. Следует отметить, что во всех рассматриваемых в этом параграфе цепях смещения для реализации обратной связи используется в каком-либо виде сопротивление в цепи эмиттера.

Необходимость использования такого сопротивления последовательной обратной связи в любой цепи смещения можно кратко обосновать следующим образом. Ток базы (и, следовательно, ток коллектора) зависит от разности напряжений между базой и эмиттером. Если это разностное напряжение уменьшается, то уменьшается ток базы (и, следовательно, ток коллектора) и наоборот. Всякий ток, протекающий через коллектор (без учета тока утечки коллектор — база), протекает также и через резистор в цепи эмиттера.

Падение напряжения на этом эмиттерном резисторе зависит, таким образом, от коллекторного тока.

Если бы вследствие каких-либо причин возрос ток коллектора, то также увеличились бы и ток эмиттера, и падение напряжения на эмиттерном резисторе. Эта *отрицательная обратная связь* приводит к снижению разности напряжений между базой и эмиттером, таким образом снижая ток базы. В свою очередь более низкий ток базы вызывает снижение тока коллектора, следовательно, компенсируется исходное увеличение тока коллектора.

1.1.4. Определение тока базы

Если известен точно ток базы, необходимый для обеспечения заданного тока коллектора, то расчет цепи смещения тривиален. К сожалению, точное соотношение между токами

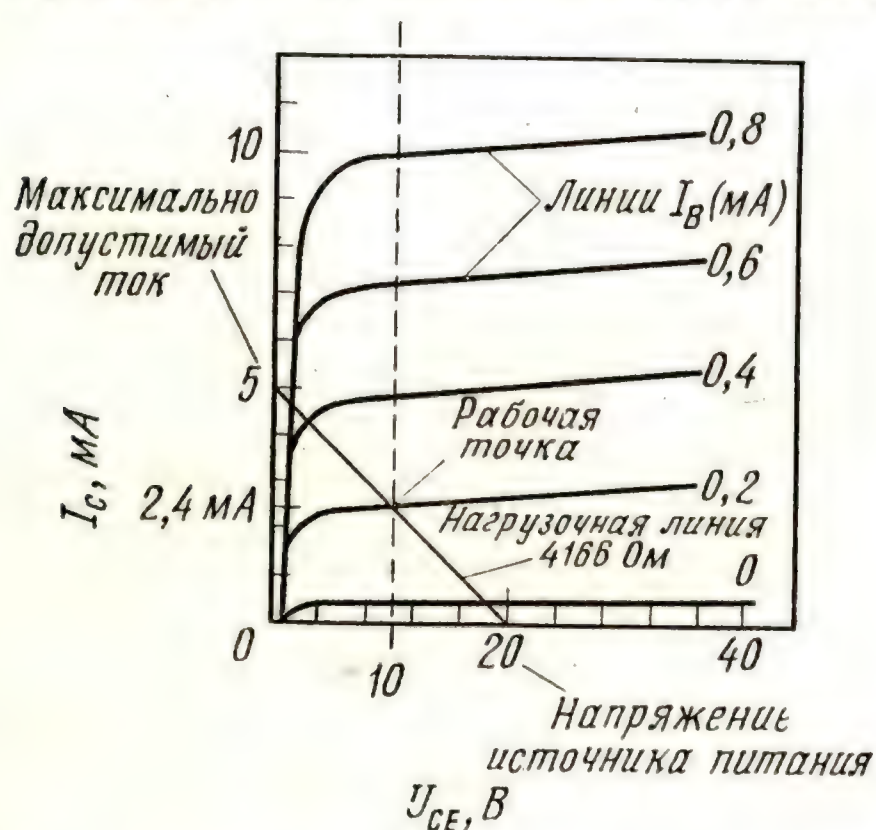


Рис. 1.1. Приближенное определение тока базы и рабочей точки по нагрузочной прямой на коллекторных характеристиках транзистора.

базы и коллектора (или коэффициент усиления) не задается. Ни один справочный материал не может снабдить нас точной информацией о значении коэффициента усиления. Сам же коэффициент усиления является температурно- и частотно-зависимым. Одновременно он зависит и от номиналов элементов самой схемы. Существуют два основных способа нахождения приближенного значения тока базы, который будет обеспечивать заданную рабочую точку. Первый метод основан на использовании *нагрузочной линии*, получаемой на статических коллекторных характеристиках транзистора, как показано на рис. 1.1. Из приведенных на рис. 1.1 кривых следует, что у этого транзистора току базы приблизительно 0,2 мА соответствует ток коллектора 2,4 мА, т. е. для него параметр бета равен приблизительно 12. Следует отметить, что сама нагрузочная линия проведена между точками, соответствующими напряжению источника питания (20 В) и максимально допустимому току (5 мА). (Отметим, что приведенные на рис. 1.1 данные типичны для *n—p—n*-транзистора типа 2N332.)

Запомним, что вне зависимости от используемого метода полученные данные являются приближенными. Таким обра-

базы и коллектора (или коэффициент усиления) не задается. Ни один справочный материал не может снабдить нас точной информацией о значении коэффициента усиления. Сам же коэффициент усиления является температурно- и частотно-зависимым. Одновременно он зависит и от номиналов элементов самой схемы.

Существуют два основных способа нахождения приближенного значения тока базы, который будет обеспечивать заданную рабочую точку. Первый метод основан на исполь-

зом, и выбранные значения сопротивлений смещения являются, как правило, тоже приближенными. Кроме того, все резисторы обладают разбросом номиналов (обычно 5 или 10 %).

В реальных условиях, когда цепь смещения проектируется «на скорую руку», значения сопротивления смещения рассчитываются на бумаге. Затем собирают макет схемы, включают источник питания и проводят измерение соответствующих напряжений (коллектора, базы и эмиттера). Далее номиналы резисторов подстраивают до получения требуемых результатов. В случае обеспечения надлежащего тока базы эти «требуемые результаты» представляют собой необходимые напряжение и ток коллектора при заданной нагрузке. Когда же цепь смещения применяется в другой схеме, то этими «требуемыми результатами» могут быть общие функции схемы (такие, как коэффициент передачи усилителя, выходное напряжение генератора и т. д.). В этом аспекте изменение смещения рассматривается на протяжении всей книги.

1.1.5. Цепь смещения А

Основные характеристики цепи смещения А представлены на рис. 1.2 и кратко описаны далее. Ее выходное полное сопротивление равно приблизительно R_L (на частотах вплоть

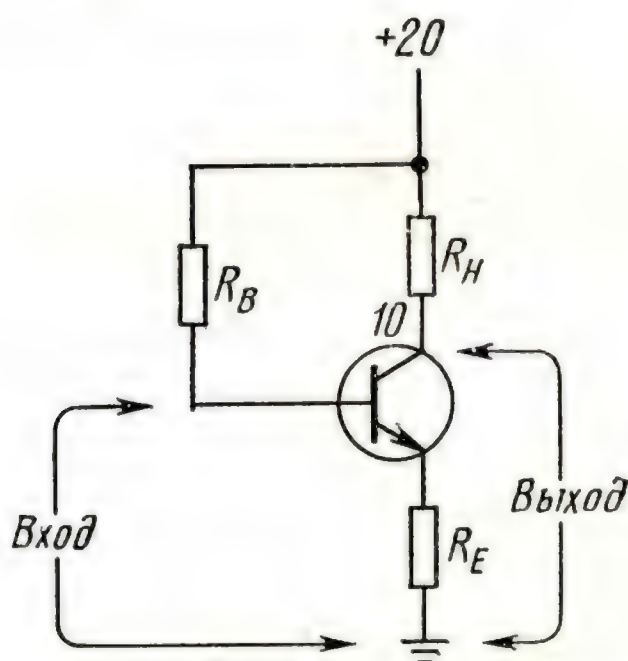


Рис. 1.2. Цепь смещения А.

Выходное полное сопротивление $\approx R_H$; входное полное сопротивление $R_E \times \beta$; коэффициент усиления по току $\approx \beta$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$; напряжение коллектора $\approx (1/2) U_{CC}$, $R_H > 5R_E$, $R_H \approx 10R_E$.

до 100 кГц). Входное полное сопротивление приблизительно в β раз превышает значение сопротивления R_E (на частотах вплоть до 100 кГц). Поскольку входное полное сопротивление зависит от параметра β , оно изменяется в широких пределах. Коэффициент усиления схемы по току приблизительно равен параметру β транзистора на переменном токе, а коэффициент усиления по напряжению приблизительно равен отношению

сопротивлений R_H/R_E . Цепь смещения А обеспечивает широкий диапазон возможных коэффициентов передачи по напряжению, но обладает наименьшей стабильностью из всех цепей смещения.

Исходя из требуемых напряжения и тока коллектора определяется значение сопротивления R_H либо оно задается для обеспечения необходимого выходного полного сопротивления, как было описано в разд. 1.1.2. Значение сопротивления R_E выбирается на основе компромисса между стабильностью

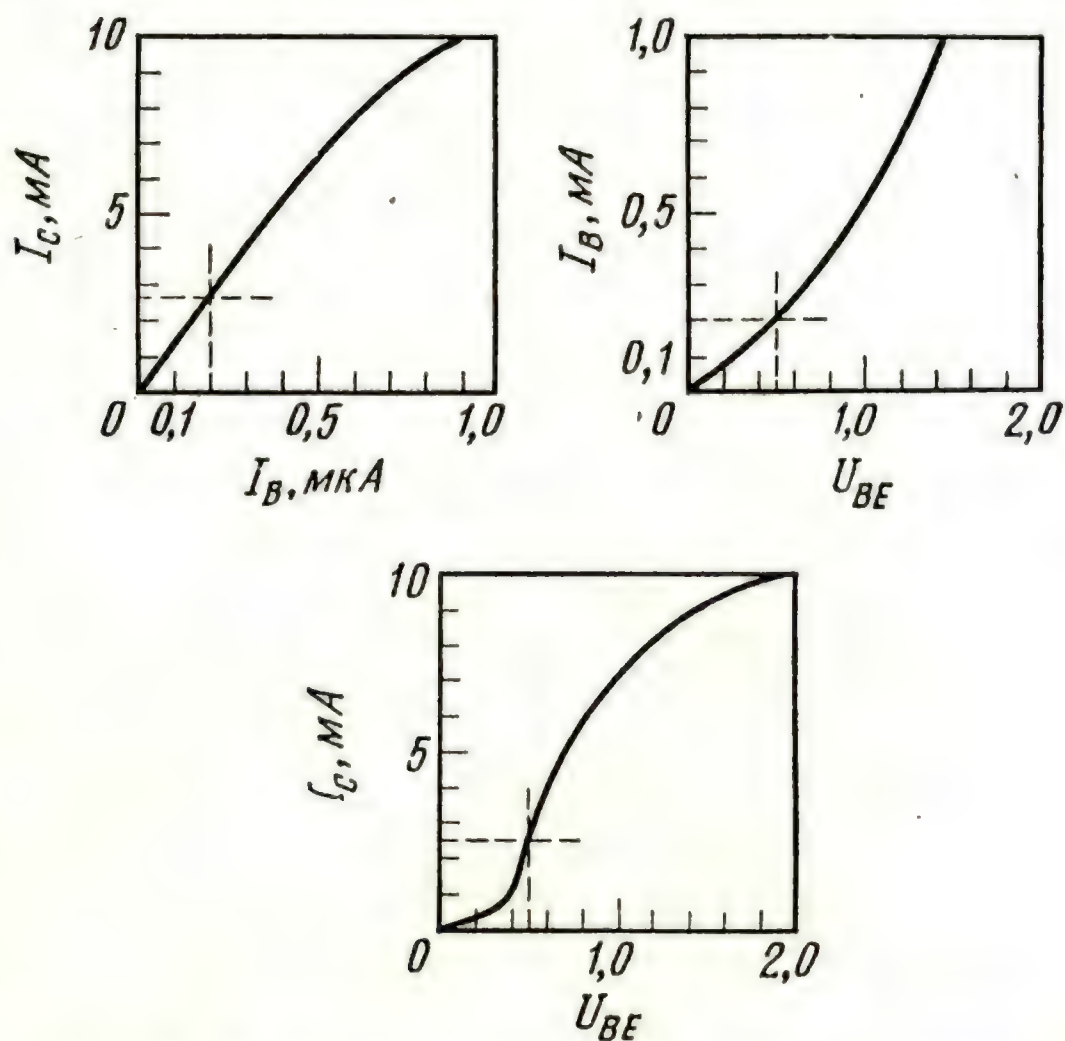


Рис. 1.3. Типовые передаточные характеристики.

и коэффициентом усиления. Увеличение значения сопротивления R_E относительно сопротивления R_H повышает стабильность, но снижает коэффициент усиления. Значение сопротивления R_B выбирается исходя из обеспечения требуемого тока базы в рабочей точке. Для кремниевого $n-p-n$ -транзистора можно полагать, что напряжение базы будет приблизительно на 0,5 В более положительно, чем на эмиттере. Напряжение на базе кремниевого $p-n-p$ -транзистора приблизительно на 0,5 В более отрицательно по отношению к эмиттеру. Для германиевых транзисторов разность этих напряжений в рабочей точке составляет около 0,2 В.

В некоторых справочных материалах по транзисторам приводятся зависимости тока коллектора от заданного тока базы или от заданного напряжения база — эмиттер. Если подобная информация присутствует в справочных материалах, то она приводится в виде кривых, аналогичных изображенным на рис. 1.3. Эти кривые, как правило, называются *передаточными характеристическими кривыми* и дают возможность более

точно рассчитывать значение сопротивления R_B . Однако на практике это расчетное значение сопротивления R_B является только ориентировочным.

1.1.6. Цепь смещения В

На рис. 1.4 представлены основные характеристики цепи смещения В, которые по существу аналогичны характеристикам цепи смещения А, за исключением того, что ее стабильность выше. Такое повышение стабильности обусловлено подключением резистора базы R_B к коллектору, а не к источнику

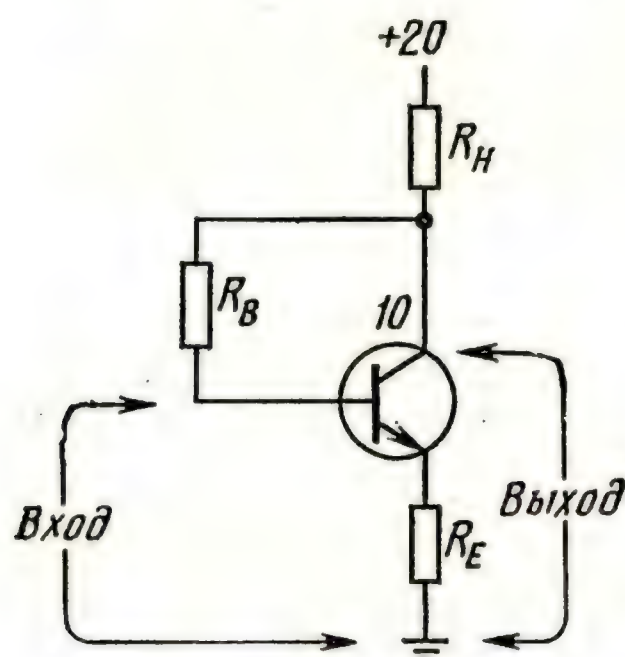


Рис. 1.4. Цепь смещения В.

Выходное полное сопротивление $\approx R_H$; входное полное сопротивление $\approx R_E \times \beta$; коэффициент усиления по току $\approx \beta$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$; напряжение коллектора $\approx (1/2) U_{CC}$, $R_H > 5R_E$, $R_H \approx 10R_E$.

питания. Если вследствие каких-либо причин увеличивается ток коллектора, то увеличивается и падение напряжения на сопротивлении R_H , понижая, следовательно, напряжение на коллекторе. Это уменьшает напряжение и ток базы и таким образом снижает ток коллектора. Этот эффект обратной связи наряду с влиянием эмиттерного резистора R_E (разд. 1.1.3) компенсирует отклонения тока коллектора. Однако коэффициент усиления цепи смещения В несколько меньше, чем у цепи А.

1.1.7. Цепь смещения С

Основные характеристики цепи смещения С приведены на рис. 1.5 и кратко описаны ниже. Ее выходное полное сопротивление приблизительно равно R_H , а входное полное сопротивление равно R_B (на частотах приблизительно до 100 кГц). В действительности же входное полное сопротивление определяется параллельным соединением сопротивления R_B и сопротивления $R_E \times (\beta + 1)$. Однако если параметр β не очень мал, то член $R_E \times (\beta + 1)$ гораздо больше R_B . Следовательно,

значение сопротивления R_B (или немного меньшее) можно рассматривать в качестве входного полного сопротивления каскада или схемы, что и будет делаться в дальнейшем при использовании цепи смещения C или ее разновидностей в приводимых в этой книге примерах.

Коэффициент усиления схемы по току приблизительно равен отношению сопротивлений R_B/R_E , а коэффициент усиле-

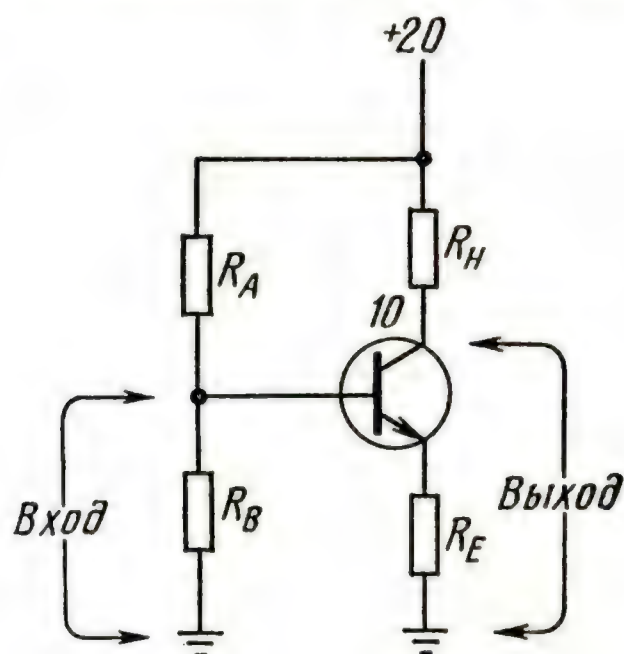


Рис. 1.5. Цепь смещения C .

Выходное полное сопротивление $\approx R_H$; входное полное сопротивление $\approx R_B$; коэффициент усиления по току $\approx R_B/R_H$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$; напряжение коллектора $\approx (1/2) U_{CC}$. $R_H > 5R_E$, $R_B < 20R_E$, $R_H \approx 10R_E$, $R_B \approx 10R_H$. Стабильность $S = R_B/R_E$; $S = 20$ для обеспечения максимального коэффициента усиления; $S \approx 10$ для обеспечения стабильности; $S \approx 5$ для обеспечения коэффициента усиления по мощности.

ния по напряжению равен R_H/R_E . Цепь смещения C обеспечивает лучшую стабильность по сравнению с цепями смещения A или B за счет более низких коэффициента усиления и входного полного сопротивления. Исходя из требуемых значений напряжения и тока коллектора и находится сопротивление R_H либо оно задается для обеспечения необходимого выходного полного сопротивления, как было описано ранее в § 1.1.2. Сопротивление R_E определяется на основе компромисса между стабильностью и коэффициентом усиления. Увеличение значения сопротивления R_E относительно сопротивления R_H повышает стабильность, но понижает коэффициент усиления по напряжению. Увеличение же сопротивления R_E относительно R_B повышает стабильность, но уменьшает коэффициент усиления по току.

Сопротивление R_B выбирается исходя из значения сопротивления R_E , коэффициента усиления по току, стабильности и требуемого входного полного сопротивления. Если для самой схемы наиболее важным параметром является входное полное сопротивление, то на его основе и выбирается номинал сопротивления R_B . Тогда, для того чтобы сохранить соотношение между стабильностью и коэффициентом усиления по

току, может потребоваться другое значение сопротивления R_E . Конечно же, любое изменение сопротивления R_E будет вызывать изменение коэффициента усиления по напряжению (при условии сохранения значения сопротивления R_H). Кроме лучшей стабильности главным достоинством цепи смещения С является то, что ее входное и выходное полные сопротивления, а также коэффициенты усиления по току и напряжению не зависят от параметра β транзистора. Вместо этого, однако, существует зависимость характеристик схемы от номиналов ее элементов ¹⁾.

1.1.8. Цепь смещения D

Конфигурация цепи смещения D изображена на рис. 1.6. Основные характеристики цепи смещения D аналогичны

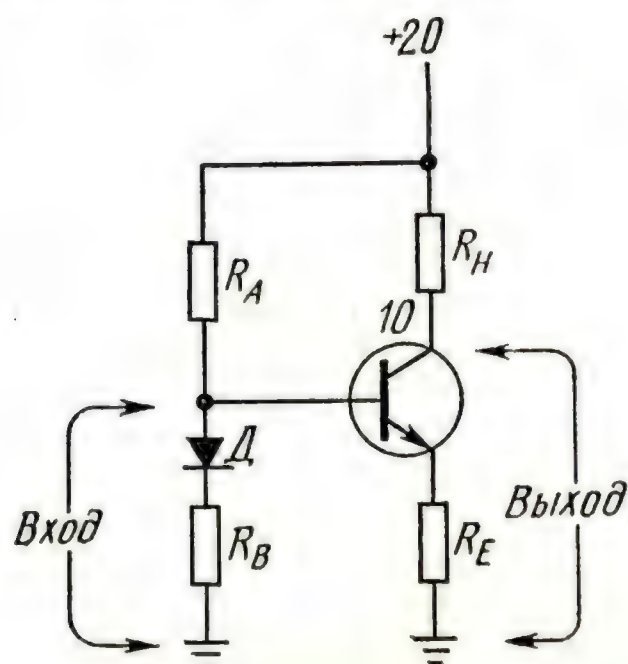


Рис. 1.6. Цепь смещения D.

Выходное полное сопротивление $\approx R_H$; входное полное сопротивление $\approx R_B$; коэффициент усиления по току $\approx R_B/R_E$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$; напряжение коллектора $\approx 1/2 U_{CC}$.

характеристикам цепи С, за исключением того, что ее температурная стабильность выше. Это увеличение температурной стабильности обуславливает включение диода D между базой и сопротивлением R_B . Диод D (смещенный в прямом направлении) изготавливается из того же материала (кремний или германий), что и переход база — эмиттер и функционирует при той же температуре. Следовательно, падения напряжения на диоде D и переходе база — эмиттер являются одинаковыми и остаются таковыми при изменениях температуры.

Значения сопротивлений R_L , R_E и R_B в цепи D аналогичны описанным в цепи С. Значение же сопротивления R_A немного отличается. Поскольку падение напряжения на диоде D такое же, как и на переходе база — эмиттер, то падения напряжений на сопротивлениях R_B и R_E одинаковы. Так же как

¹⁾ Для данной цепи и далее необходимо под R_B понимать параллельное соединение R_A и R_B . — Прим. ред.

и в случае цепи смещения С характеристики цепи смещения D не зависят от параметра β транзистора. В реальных разработках диод D располагают рядом с транзистором таким образом, чтобы и переход база — эмиттер и диод D находились в одинаковых температурных условиях.

1.1.9. Цепь смещения E

Конфигурация цепи смещения E приведена на рис. 1.7. Основные ее характеристики аналогичны характеристикам цепи С. Однако эта цепь используется в тех специальных применениях, когда для управления током базы требуются как

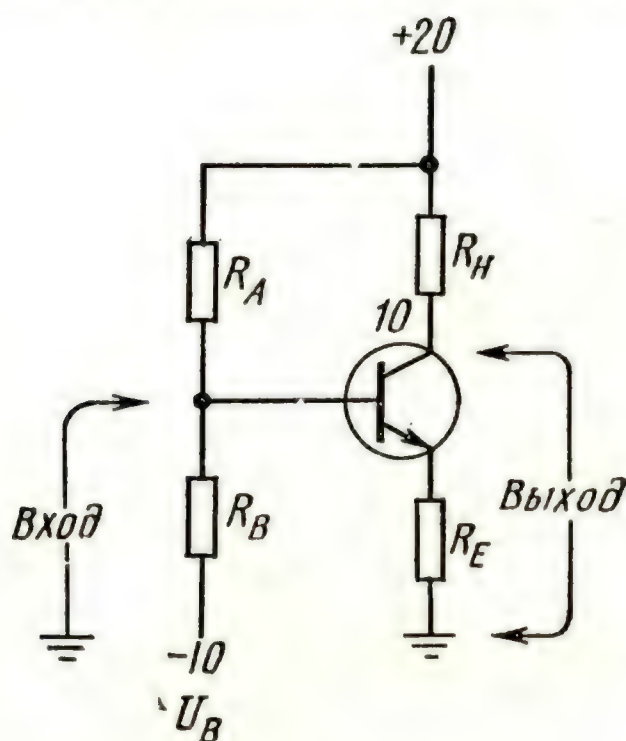


Рис. 1.7. Цепь смещения E.

Выходное полное сопротивление R_H ; входное полное сопротивление R_B ; коэффициент усиления по току $\approx R_B/R_E$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$; напряжение коллектора $\approx 1/2 U_{CC}$.

положительное, так и отрицательное напряжения, каждое из которых задается относительно потенциала земли. Значения сопротивлений R_H , R_E и R_B в цепи смещения E аналогичны описанным в цепи С.

1.1.10. Цепь смещения F

На рис. 1.8 приведена конфигурация цепи смещения F. Она используется в тех специальных случаях, когда необходимо задавать ток коллектор — эмиттер как от положительного, так и от отрицательного источников питания. Поскольку на рис. 1.8 изображен $n-p-n$ -транзистор, то его коллектор подсоединяется к положительному источнику питания через сопротивление R_H , тогда как эмиттер подключается через сопротивление R_E к отрицательному источнику питания. Если напряжения обоих источников приблизительно равны, то трудно реализовать любой коэффициент усиления. Коллекторный и эмиттерный токи приблизительно равны (если пре-

небрежь током базы). Следовательно, если на сопротивлении R_H падает половина напряжения положительного источника питания (скажем, от 20 до 10 В), то на сопротивлении R_E должно упасть все напряжение отрицательного источника питания (от 20 до 0 В), и тогда значение сопротивления R_E приблизительно в два раза больше R_H . Основные характеристики цепи смещения F по существу аналогичны характеристикам цепи смещения A, за исключением того, что ее коэффициент усиления по напряжению меньше вследствие низкого отношения сопротивлений R_H/R_E .

1.2. Частотная зависимость элементов усилителя

Элементы усилителя не ослабляют (или пропускают) сигналы всех частот одинаковым образом, т. е. каждый элемент схемы обладает некоторым *полным сопротивлением* и, следовательно, является *частотно-зависимым*. Даже простой отрезок провода имеет некоторое полное сопротивление. Провод, будучи проводником, все-таки обладает некоторым активным сопротивлением.

Если через этот провод проходит переменный ток, то он характеризуется некоторым индуктивным реактивным сопротивлением. Если же провод расположен около другого проводника (или металлического шасси), то имеется некоторая емкость между этими двумя проводниками и, следовательно, некоторое емкостное реактивное сопротивление. Вместе реактивное и активное сопротивления образуют полное сопротивление, которое и изменяется с частотой.

Теоретически транзистор способен функционировать на любой частоте, начиная с постоянного тока. Верхнюю границу частотного диапазона определяют только время пролета электронов через переходы транзистора. В основном же параметры транзисторов накладывают ограничения на рабочий частотный диапазон любого усилителя вследствие наличия реактивных сопротивлений. Другие элементы в самом усилителе (резисторы, конденсаторы, индуктивности и т. д.) также ограничивают рабочий частотный диапазон любой схемы. В практической схеме многие из этих полных сопротивлений имеют незначительный эффект. Некоторые полные и реактивные сопротивления иногда оказывают существенное влияние на работу усилителя. Кроме транзисторов основными элементами, используемыми в усилительных схемах звуковых частот,

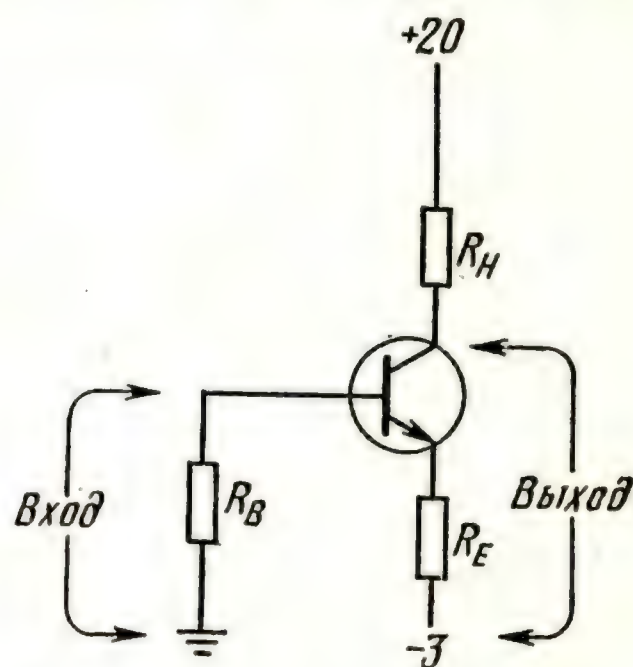


Рис. 1.8. Цепь смещения F. Выходное полное сопротивление R_H ; входное полное сопротивление $R_E \times \beta$; коэффициент усиления по току $\approx \beta$; коэффициент усиления по напряжению $\approx R_H/R_E$.

являются конденсаторы, резисторы и индуктивности (как катушки, так и трансформаторы). Рассмотрим теперь, как полные и реактивные сопротивления этих элементов влияют на работу усилительных схем звуковых частот.

1.2.1. Частотные ограничения транзисторов

Между элементами транзистора (переход эмиттер — база, переход коллектор — база, затвор — сток и т. д.) имеются некоторые емкости. Если какой-либо из этих элементов является общим или заземленным, то остальные элементы обладают некоторой емкостью на земляную шину, как это пока-

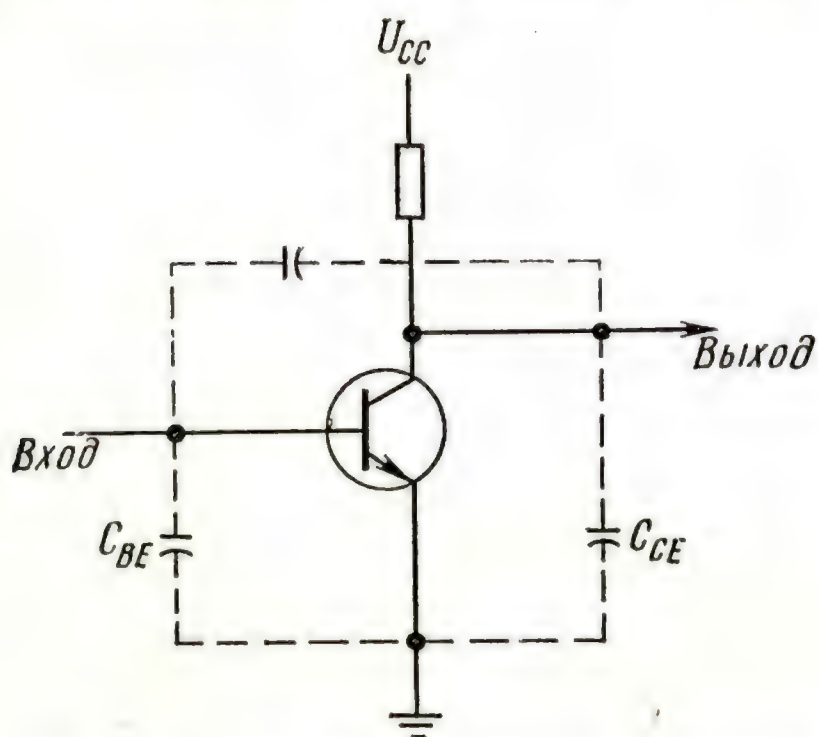


Рис. 1.9. Емкости элементов транзистора.

зано на рис. 1.9. Емкостное реактивное сопротивление уменьшается с ростом частоты и наоборот. Емкость, соединенная последовательно с проводником, обеспечивает меньшее затухание сигналов более высоких частот. Емкость же вдоль проводника (например, параллельная ему или шунтирующая сам проводник на земляную шину) действует как короткое замыкание для сигналов повышенных частот.

Рассмотрим приведенную на рис. 1.9 схему, где емкости переходов подключены со стороны входа и выхода. При увеличении частоты сигнала емкостное реактивное сопротивление снижается, т. е. емкости на входе и выходе способствуют подавлению сигнала. На некоторых частотах это подавление равно создаваемому транзистором коэффициенту усиления. При еще большем увеличении частоты сигнала уже начинает преобладать подавление, которое приводит к ослаблению самого сигнала, хотя транзистор может еще продолжать функционировать.

На звуковых частотах входная и выходная емкости не оказывают существенного влияния на работу усилителя. Большинство современных транзисторов хорошо приспособлены для работы и выше диапазона звуковых частот. Как правило, они обеспечивают равномерную (или плоскую) частотную характеристику. Таким образом, все сигналы с частотами вплоть до 20 кГц (а возможно, и выше) усиливаются одинаковым образом. Однако большинство транзисторов при переходе в диапазон радиочастот обеспечивают меньшее усиление. (Подробно работа схем диапазона радиочастот рассматривается в гл. 2.)

Выводы всех транзисторов обладают некоторой индуктивностью. Это приводит к появлению индуктивного реактивного сопротивления, соединенного последовательно с элементами транзистора. Индуктивное реактивное сопротивление с ростом частоты увеличивается. Для диапазона звуковых частот это индуктивное реактивное сопротивление не представляет интереса. Однако в диапазоне радиочастот оно может привести к значительному подавлению сигнала.

1.2.2. Частотные ограничения резисторов

В диапазоне звуковых частот использование резисторов не связано с какими-либо трудностями, поскольку они подавляют сигналы одинаковым образом. Только на очень высоких частотах, где выводы и корпус резистора образуют некоторое подобие реактивного сопротивления, их частотные ограничения представляют некоторый интерес. Однако на резисторах падает напряжение, и это может привести к определенным проблемам при реализации межкаскадной связи (см. разд. 1.3). К тому же с резисторами связаны некоторые трудности использования их вместе с конденсаторами связи в усилительных схемах.

1.2.3. Частотные ограничения емкостей

В транзисторных усилительных схемах звуковых частот конденсаторы предназначены для выполнения трех основных функций: шунтирование, развязка и соединение.

Шунтирующие конденсаторы используются для создания пути прохождения сигнала в обход высокоомных сопротивлений, как изображено на рис. 1.10. Например, если в источнике питания (гл. 3) усилителя звуковых частот отсутствует фильтрующий конденсатор или же используется батарея питания, то ток коллектор — эмиттер должен протекать через большое сопротивление, которое может препятствовать прохождению переменной составляющей сигнала.

При соединении нескольких каскадов усиления все они подключаются к одной точке, а именно к источнику питания. В многокаскадных усилителях существует возможность попадания сигнала одного каскада через источник питания в предыдущий каскад, что приводит к возникновению искажающих сигнал помех. Для исключения этой обратной связи можно изолировать от источника питания один или несколько этих каскадов. На рис. 1.10 показана также типовая развязывающая цепь. Резистор R включен последовательно между нагрузочными резисторами каскадов и источником питания. Таким образом, для переменной составляющей сигнала, попадающей в источник питания, резистор R представляет собой высокоомный путь. Конденсатор же C , наоборот, создает низкое

шунтирующее реактивное сопротивление для этой составляющей и, следовательно, развязывает (шунтирует) эту составляющую на земляную шину.

В действительности же функции, выполняемые шунтирующими и развязывающими конденсаторами, являются одинаковыми, и эти термины равнозначны. В любом случае основная задача заключается в обеспечении низкого значения реактивного сопротивления для самой низкой частоты рабочего диапазона. Предположим, например, что наименьшая частота

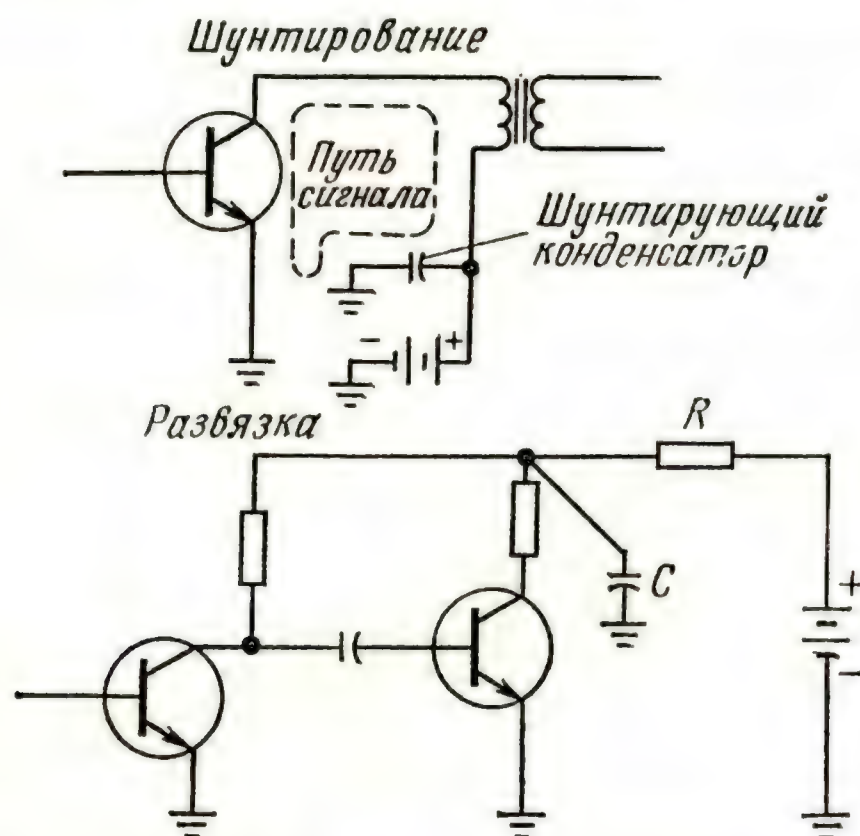


Рис. 1.10. Примеры шунтирующего и развязывающего конденсаторов.

составляет 100 Гц, а минимальное требуемое реактивное сопротивление равно 100 Ом. Тогда необходимо обеспечить емкость около 16 мкФ ($C = 1/6,28FX_c$). Если же требуемая частота снижается до 10 Гц, то номинал самого конденсатора необходимо повысить приблизительно до 160 мкФ с тем, чтобы сохранить значение реактивного сопротивления ниже 100 Ом.

Конденсаторы связи предназначены для блокирования прохождения постоянного тока и устанавливаются на входе и выходе схемы. Например, если развязывающий конденсатор не установлен между транзисторными каскадами (рис. 1.10), то коллектор транзистора первого каскада подсоединен непосредственно к базе транзистора второго каскада и оба этих элемента транзисторов находятся под одинаковым напряжением смещения. Хотя транзисторы и могут функционировать подобным образом, но использование непосредственной связи связано с некоторыми трудностями. Одна из них вызвана тем, что сам усилитель не может отличить изменение уровня сигнала от отклонения напряжения источника питания.

Номиналы конденсаторов связи зависят от нижнего края рабочего частотного диапазона самого усилителя и от значе-

ния сопротивления, на которое нагружается конденсатор. При увеличении частоты сигнала емкостное реактивное сопротивление понижается и конденсаторы связи представляют собой короткую для таких сигналов. Следовательно, нет необходи-

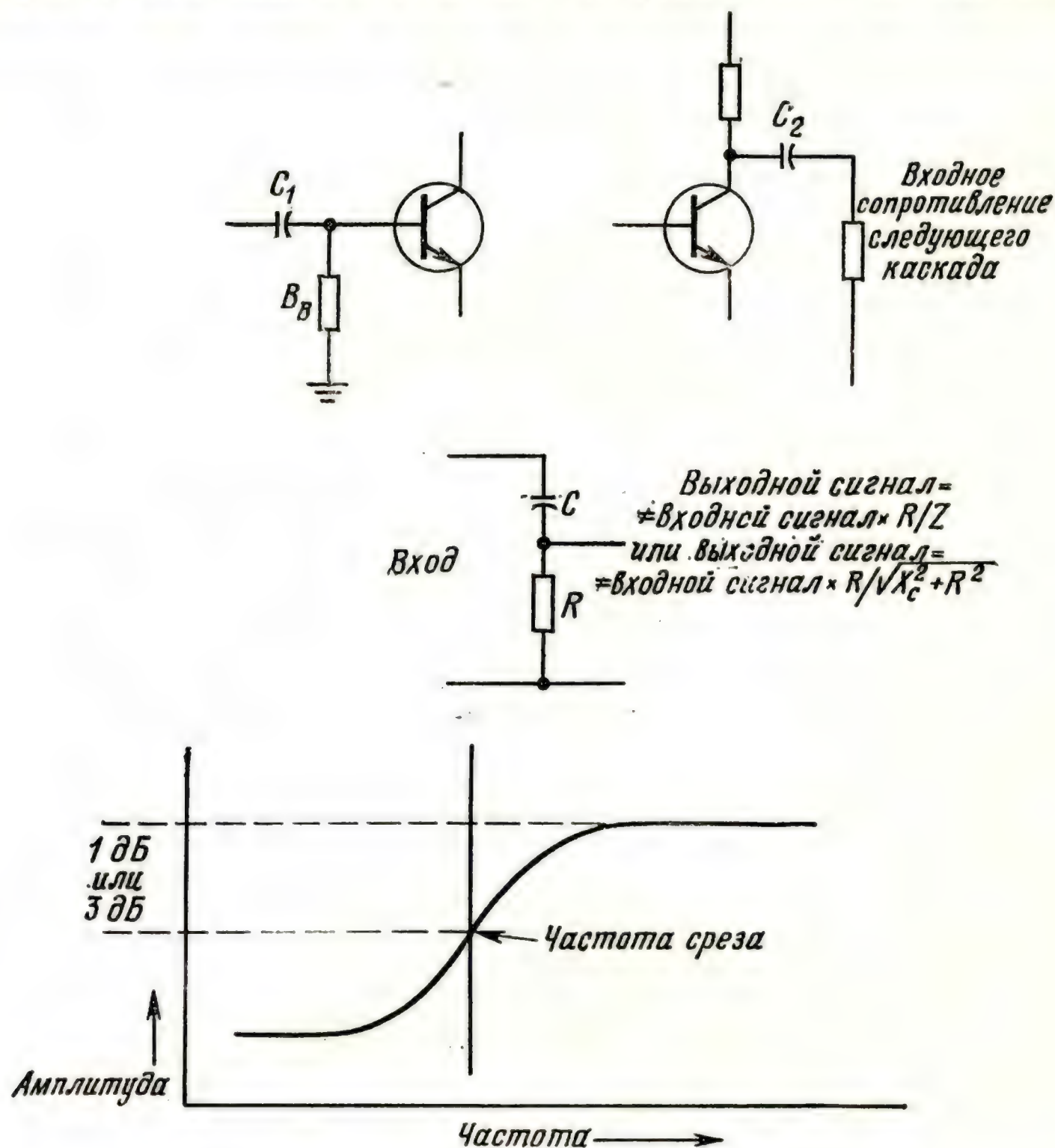


Рис. 1.11 Образование RC-фильтра верхних частот (срез низких частот) при соединении конденсаторов и соответствующих резисторов.

мости исследовать верхний предел частотного диапазона схем звуковых частот.

На рис. 1.11 показано, как с помощью конденсаторов связи можно получить фильтр верхних частот. Конденсатор C_1 и сопротивление R_B образуют RC-фильтр верхних частот. В свою очередь конденсатор C_2 и входное сопротивление следующего каскада (или сопротивление нагрузки) создают другой фильтр верхних частот. Само входное напряжение поступает на схему через последовательно соединенные конденсатор и резистор, а выходное напряжение снимается с сопротивления. Соотношение между входным и выходным напряжениями имеет следующий вид:

Выходное напряжение = входное напряжение $\times R/Z$,

где R представляет собой значение сопротивления на постоянном токе, а Z — полное сопротивление, получаемое как векторная сумма последовательно соединенных емкостного реактивного и активного сопротивлений. В качестве примера укажем, что в том случае, когда значение реактивного сопротивления составляет примерно половину значения активного сопротивления, выходное напряжение составляет около 90 % входного.

1.2.4. Частотные ограничения индуктивностей

В усилителях звуковой частоты применяются как катушки индуктивности, так и трансформаторы. Как показано в разд. 1.3, катушки индуктивности иногда используются в качестве нагрузки вместо коллекторного резистора. Это позволяет обеспечить работу коллектора при полном напряжении. Аналогичным образом для связи между каскадами применяются трансформаторы. Это позволяет осуществить согласование их полных сопротивлений (разд. 1.3).

Индуктивное реактивное сопротивление катушек и трансформаторов увеличивается с ростом частоты. На верхнем краю диапазона звуковых частот затухание, производимое этим возрастающим реактивным сопротивлением, обычно приводит к нарушению работы самого усилителя. На нижнем же краю диапазона звуковых частот реактивное сопротивление типового трансформатора снижается до нескольких ом. Такое низкое полное сопротивление действует как короткое замыкание линии связи, что приводит к подавлению сигнала. Следовательно, катушки индуктивности и трансформаторы имеют тенденцию ослаблять сигнал как на верхнем, так и на нижнем краях диапазона звуковых частот.

1.2.5. Паразитные полные сопротивления

Было показано, что любой проводник (электропроводка, выводы элементов и т. д.) может обладать активным, реактивным и полным сопротивлениями. Таким образом, необходимо позаботиться о правильной трассировке проводников и размещении выводов элементов с тем, чтобы минимизировать влияние этих паразитных полных сопротивлений. Аналогичным образом влияние паразитного полного сопротивления может видоизменить рабочие характеристики самих элементов. Классическим примером этого являются паразитные емкости, которые добавляются к входной и выходной емкостям транзистора. Воздействие паразитных полных сопротивлений в диапазоне звуковых частот обычно не критично. Однако в диапазоне радиочастот (гл. 2) влияние этих паразитных полных сопротивлений на работу усилителей может оказаться более существенным.

1.3. Цепи связи усилителей

В любой усилительной схеме необходимо исследовать функционирование цепей связи. Даже при использовании однокаскадного усилителя звуковых частот требуется обеспечить его соединение с входным и выходным приборами. Если же сама схема является многокаскадной, то необходимо как-то осуществить связь между каскадами. Схемы усилителей и классифицируются по способу реализации связи. Например, существуют четыре основных метода соединения,

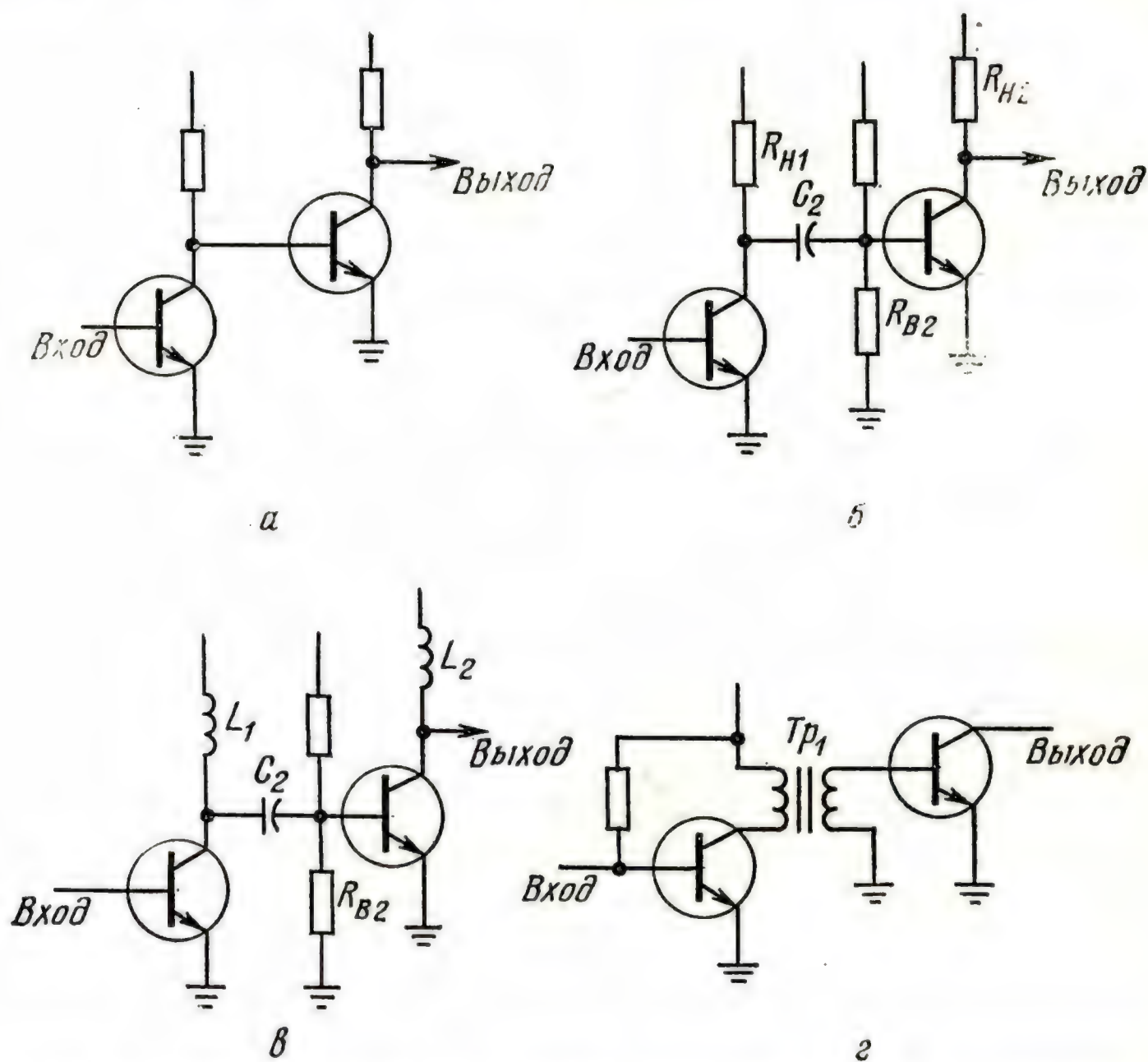


Рис. 1.12. Четыре основных вида связи, используемые в усилителях диапазона звуковых частот.

а именно конденсаторная (или емкостная), индуктивная, непосредственная и трансформаторная связь, как изображено на рис. 1.12.

Термин *резистивно-связанный* можно отнести к любому из этих четырех способов реализации соединения, поскольку они содержат также и резисторы. Однако термин резистивно-связанный, как правило, применяется с тем, чтобы показать, что в схеме не содержится ни индуктивностей, ни трансформаторов между каскадами, а входное и (или) выходное полные сопротивления формируются на основе резисторов. Конденсаторную связь часто также называют резистивно-емкостной (или RC).

При *непосредственной связи* (рис. 1.12, а) коллектор одного транзистора подключается прямо к базе следующего транзистора. Усилитель с непосредственной связью может усиливать постоянный ток и низкочастотные сигналы.

При *конденсаторной связи* или *RC-связи* (рис. 1.12. б) соединение выполняется с помощью нагрузочного резистора R_{H1} первого каскада, резистора базы R_{B2} второго каскада и конденсатора связи C_2 . Исходный сигнал поступает на первый каскад и появляется в усиленном виде как падение напряжения на резисторе R_{H1} . Постоянная составляющая усиленного сигнала блокируется конденсатором C_2 , который, однако, пропускает его переменную составляющую на вход второго каскада для дальнейшего усиления. При необходимости получения дополнительного усиления к выходу второго каскада можно подключить еще каскады.

Главное достоинство конденсаторной или *RC-связи* состоит в том, что усилитель обеспечивает одинаковый коэффициент усиления почти во всем диапазоне звуковых частот, поскольку номиналы резисторов не зависят от частоты самого сигнала. Однако, как показано в разд. 1.2, для усилителя с *RC-связью* характерен срез характеристики в области низких частот вследствие реактивного сопротивления самого конденсатора (которое увеличивается при понижении частоты). *RC-связь* легко реализуется, компактна, дешевая и не излучает магнитного поля, искажающего сигнал. Единственный недостаток метода *RC-связи* состоит в том, что напряжение источника питания падает (обычно до половины его значения) на сопротивлении нагрузки. Следовательно, сами транзисторы должны работать при пониженных напряжениях.

При *индуктивной связи* или *связи на основе полного сопротивления* (рис. 1.12, в) резисторы нагрузки R_{H1} и R_{H2} заменяются на катушки индуктивности L_1 и L_2 . Преимущество связи на основе полного сопротивления над резистивной связью заключается в том, что омическое сопротивление нагрузочной катушки индуктивности меньше, чем у нагрузочного резистора. Таким образом, при заданном напряжении источника питания обеспечивается более высокое коллекторное напряжение.

Связи на основе полного сопротивления присущи также и некоторые недостатки. Индуктивная связь больше по габаритам, сложнее в реализации и более дорогая, чем резистивная связь. Для предотвращения воздействия магнитного поля катушки индуктивности на сигнал обмотка катушки наматывается на замкнутый железный сердечник и обычно тщательно экранируется. Основной недостаток индуктивной связи — это ее частотная зависимость.

На очень низких частотах при связи на основе полного сопротивления коэффициент усиления схемы имеет малое значение вследствие емкостного реактивного сопротивления

конденсатора связи, т. е. так же как и в усилителях с RC -связью. Коэффициент усиления увеличивается с ростом частоты, выравниваясь на частотах где-то в середине диапазона звуковых частот. (Однако протяженность этого участка не так значительна, как в случае RC -усилителей.) На высоких частотах при связи на основе полного сопротивления коэффициент усиления падает. Эта связь используется редко, а если и используется, то за пределами (выше) диапазона звуковых частот.

При трансформаторной связи (рис. 1.12, г) трансформатор Tr_1 служит для нескольких целей. Поскольку пульсирующий ток коллектора первого каскада протекает через первичную обмотку трансформатора Tr_1 , то он наводит напряжение аналогичной формы и во вторичной его обмотке. Это напряжение и образует входной сигнал второго каскада. Так как со вторичной обмотки трансформатора Tr_1 переменная составляющая сигнала передается непосредственно на базу транзистора второго каскада, нет необходимости использовать конденсатор связи. Поскольку вторичная обмотка обеспечивает также путь для прохождения обратного тока базы, можно не использовать и резистор базы.

По сравнению с усилителем на основе RC -связи усилитель с трансформаторной связью обладает по существу теми же преимуществами и недостатками, что и усилитель с индуктивной связью. Коллекторы транзисторов могут функционировать при более высоком напряжении. Полные сопротивления устанавливаются исходя из первичной и вторичной обмоток трансформатора. Трансформаторы чувствительны к частоте сигнала (т. е. их полное сопротивление является частотно-зависимым). Следовательно, усилитель с трансформаторной связью характеризуется ограниченным частотным диапазоном.

Как правило, индуктивности и трансформаторы, используемые для работы в диапазоне звуковых частот, имеют железные сердечники. Если же в этом диапазоне применить трансформаторы без сердечника, то их индуктивное реактивное сопротивление (или полное сопротивление) становится настолько малым, что будет неэффективным. На частотах выше диапазона звуковых частот (или на его верхнем краю) потери в катушках индуктивности и трансформаторах с железными сердечниками настолько велики, что отсутствует прохождение сигналов (либо они значительно подавлены). Трансформаторы и катушки индуктивности без сердечника применяются в основном в более высокочастотных усилителях, как показано в гл. 2.

Трансформаторы связи могут также обеспечить согласование полных сопротивлений каскадов. Так как транзистор представляет собой токовый прибор, согласование полного сопротивления выхода одного каскада со входом другого

желательно с точки зрения обеспечения максимальной передачи мощности. Это можно реализовать, используя первичную и вторичную обмотки трансформатора с различными полными сопротивлениями.

В основном входное полное сопротивление трансформаторного каскада меньше выходных полных сопротивлений. Следовательно, вторичное полное сопротивление межкаскадного трансформатора, как правило, меньше первичного полного сопротивления. Когда два каскада с общим эмиттером согласованы по полным сопротивлениям, то их общий коэффициент усиления больше, чем при резистивной связи идентичных каскадов. Трансформаторная связь эффективна также в том случае, когда выход последнего усилителя подключается к низкоомной нагрузке. Например, полное сопротивление типового громкоговорителя лежит в пределах от 4 до 16 Ом, в то время как выходное полное сопротивление транзисторного каскада составляет несколько сотен (или тысяч) Ом. Трансформатор, включенный на выходе усилителя звуковых частот, позволяет устранить нежелательное влияние такого рассогласования.

1.3.1. Влияние межкаскадной связи на частотную характеристику усилительной схемы звуковых частот

Упрощенный *график амплитудно-частотной характеристики*, который иллюстрирует влияние методов межкаскадного соединения на частотную характеристику усилителя, изображен на рис. 1.13. Эта кривая характеризует зависимость коэффициента передачи усилителя в диапазоне звуковых частот.

Следует отметить, что на очень низких частотах коэффициент усиления падает. В усилителе с *RC*-связью падение коэффициента усиления (как правило, называется *спадом*) в области низких частот происходит из-за емкостного полного сопротивления конденсатора связи. Поскольку последний включается между выходом первого и входом второго каскада, то осуществляется подавление сигнала из-за падения напряжения на этом конденсаторе. Следовательно, чем ниже частота сигнала, тем выше емкостное реактивное сопротивление и тем меньший входной сигнал поступает на вход второго каскада. При использовании усилительных схем на основе индуктивной или трансформаторной связи наклон кривой в области низких частот обусловлен очень низким индуктивным реактивным сопротивлением, которое действует как короткое замыкание на пути сигнала. Фактически низкое реактивное сопротивление шунтирует некоторую часть сигнала на землю.

Как следует из рис. 1.13, коэффициент усиления падает также и на более высоких частотах. В усилителях с *RC*-

связью наклон характеристики в области верхних частот вызывается выходной емкостью первого каскада, входной емкостью второго каскада и паразитной емкостью цепи связи. Эти емкости производят шунтирование некоторой части сигнала на земляную шину. Чем выше частота сигнала, тем большее количество сигнала шунтируется. Таким образом, снижается общий коэффициент усиления. На частотах между

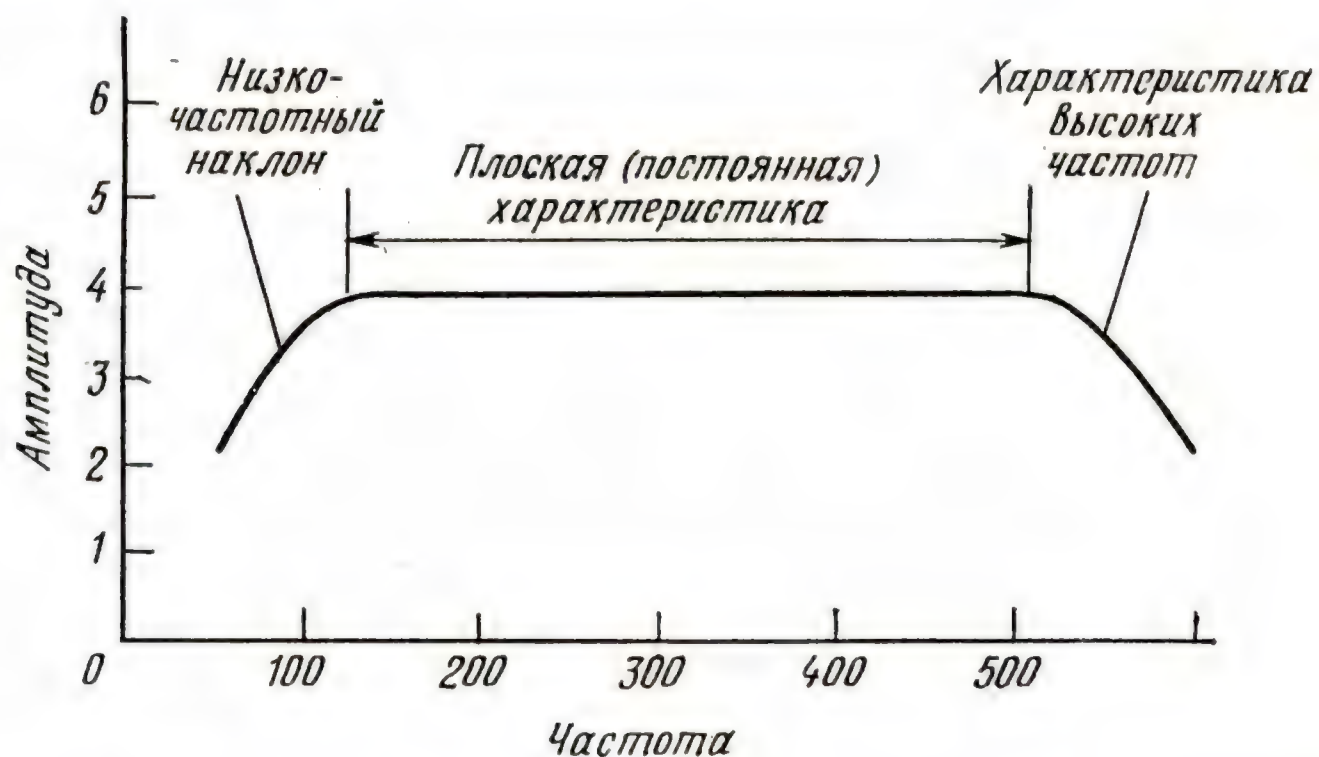


Рис. 1.13. Упрощенный график амплитудно-частотной характеристики.

этими двумя крайними значениями коэффициент усиления остается достаточно постоянным (в правильно сконструированной схеме). В усилителях на основе индуктивной и трансформаторной связи наклон кривой в области высоких частот вызывается большими потерями сигнала.

Подытожим изложенное: резистивная связь обеспечивает наименьший коэффициент усиления, а трансформаторная связь — наибольший. Отметим, что три каскада усиления с *RC*-связью обеспечивают приблизительно такой же коэффициент усиления, как и два подобных каскада на основе трансформаторной связи. Однако *RC*-связь дает наименьшие частотные искажения сигнала. Кроме того, трансформаторная связь дает возможность обеспечить согласование полных сопротивлений входа и выхода усилителей.

1.4. Классификация усилительных схем

Существует много способов классификации усилительных схем. Один из наиболее общих подходов к этой проблеме основывается на положении *рабочей точки* транзисторов, а именно каждая отдельная схема классифицируется исходя из величины тока, протекающего в транзисторах усилителя при отсутствии входного сигнала. Далее приводится краткое изложение четырех основных классов.

Во всех четырех классах переход база — коллектор (а в случае полевого транзистора затвор — сток) всегда смещен в обратном направлении независимо от поступающих сигналов. Следовательно, ток база — коллектор отсутствует (может быть, за исключением обратного тока утечки, который в большинстве справочных руководств по транзисторам обозначен как $I_{сво}$). Переход же база — эмиттер (или затвор — исток) смещается таким образом, что при определенных, а возможно, и во всех условиях протекает ток база — эмиттер. При протекании тока база — эмиттер, существует также и ток эмиттер — коллектор.

1.4.1. Усилительные схемы класса А

В усилителе класса А смещение перехода база — эмиттер и входные напряжения выбраны таким образом, что транзистор функционирует только на *линейном участке* *характеристической кривой*. Такая кривая, представляющая собой зависимость между напряжением базы (входной сигнал) и током коллектора (выходной сигнал), приведена на рис. 1.14.

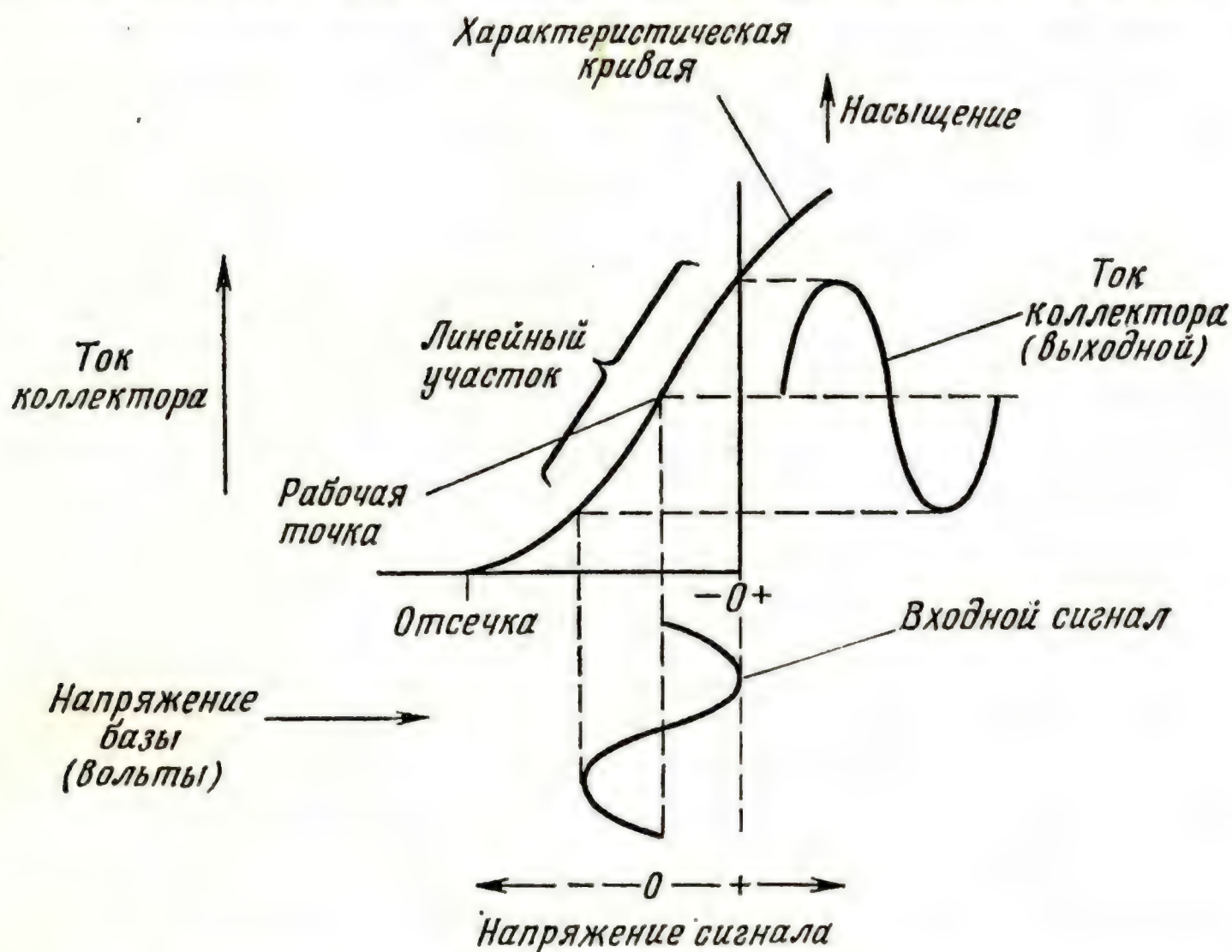


Рис. 1.14. Типовые характеристические кривые усилителя класса А.

В цикле входного сигнала отсутствуют такие точки, при которых напряжение на базе становится настолько положительным или отрицательным, что транзистор начинает работать на нелинейном участке характеристической кривой. Коллекторный ток никогда не достигает точки отсечки, а транзистор никогда не переходит в режим насыщения.

Главное достоинство усилителя класса А состоит в относительно малой величине искажений. Форма выходного сигнала полностью повторяет форму входного только в усиленном виде. Однако для любого класса усилителя характерны некоторые искажения. Недостатки же усилителей класса А связаны с их относительно малым коэффициентом полезного действия (низкая выходная мощность при высокой подводимой мощности, рассеиваемой транзистором) и неспособностью работать при больших размахах напряжения сигналов. Редко к. п. д. усилителя класса А достигает 35 %. Следовательно, если подводимая к усилителю класса А мощность составляет 1 Вт (а это, как правило, максимально возможная мощность рассеивания одного транзистора), то выходная мощность не превысит 0,3 Вт.

Полный размах напряжения выходного сигнала усилителя класса А ограничен значением, несколько меньшим, чем напряжение источника питания. Поскольку выходное напряжение должно изменяться от отрицательного до положительного значения, то, следовательно, амплитудное значение выходного сигнала не превышает половины напряжения источника питания. Предположим, например, что напряжение источника питания равно 20 В, а усилитель смещен таким образом, что рабочая точка характеризуется напряжением коллектора, равным половине напряжения источника питания, а именно 10 В. (Такое положение точки характерно для усилителей класса А.) В этих условиях размах выходного напряжения не может превышать ± 10 В. Если к тому же необходимо обеспечить и минимальные искажения сигнала, то выходное напряжение обычно порядка ± 5 В с тем, чтобы обеспечить работу транзистора на линейном участке характеристической кривой. (В большинстве случаев это можно определить только при реальном исследовании усилительной схемы.)

Размах входного напряжения усилителя класса А ограничен допустимым размахом выходного напряжения и коэффициентом усиления по напряжению. Например, если напряжение выходного сигнала ограничено значениями ± 10 В, а коэффициент усиления по напряжению составляет 100, то напряжение входного сигнала не может превышать $\pm 0,1$ В (100 мВ). Вследствие этих ограничений усилители класса А используются в основном для реализации усилителей напряжения, а не мощности. Как правило, перед каскадом усиления мощности включается усилительный каскад класса А.

1.4.2. Усилительные схемы класса В

Если переход база — эмиттер смещен таким образом, что рабочая точка совпадает с точкой отсечки транзистора, то получается усилитель класса В. Для $n-p-n$ -транзистора

это означает, что на базе транзистора сформировано более отрицательное напряжение, чем при работе в классе А. (Для $p-n-p$ -транзисторов класс В получается при более положительном напряжении на базе, чем в классе А.) В любом случае для реализации работы усилителя в классе В требуется увеличение обратного смещения перехода база — эмиттер (или уменьшение прямого смещения).

Как показано на рис. 1.15, в том случае, когда напряжение входного сигнала равно нулю, отсутствует коллекторный

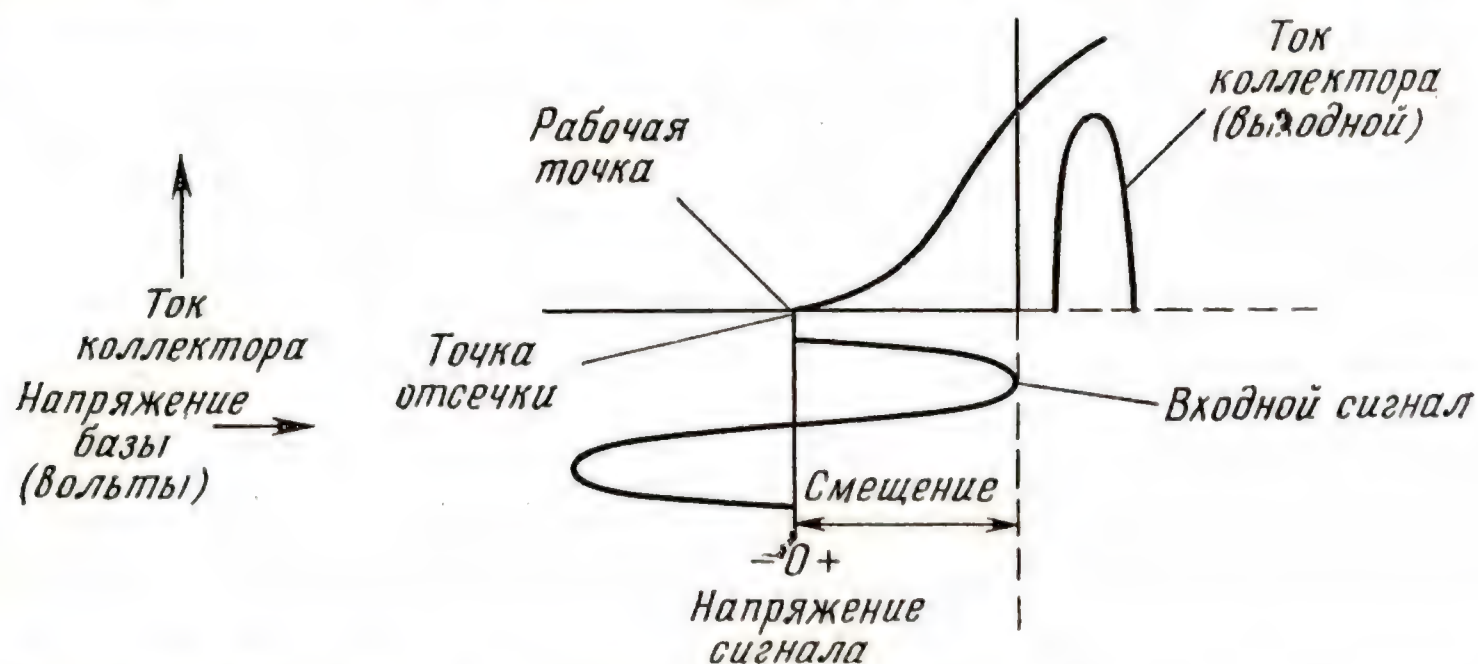


Рис. 1.15. Типовые характеристические кривые усилителя класса В.

ток. В течение положительной полуволны напряжения (рис. 1.15 соответствует $n-p-n$ -транзистору) коллекторный ток достигает своего максимального значения, а затем спадает до нуля в соответствии с изменением этой полуволны. Во время отрицательной полуволны напряжения сигнала ток коллектора отсутствует, поскольку переход база — эмиттер смещен в обратном направлении напряжением, во много раз превышающим напряжение отсечки транзистора. Следовательно, ток коллектора протекает только в течение половины периода входного сигнала.

Если в классе В функционирует только один транзистор, то возникают значительные искажения. Это происходит вследствие того, что форма результирующего тока коллектора имеет сходство только с положительной полуволной входного сигнала и в результате этого не соответствует полной форме входного сигнала. Однако имеется возможность использовать два транзистора в *двухтактном* включении с тем, чтобы воссоздать форму выходного сигнала, имеющую сходство с полной формой сигнала на входе схемы. (Двухтактный класс В рассматривается далее в разд. 1.8.)

Максимальный размах выходного напряжения усилителя класса В лишь немного меньше напряжения питания. Поскольку выходной сигнал появляется только при действии положительных полуволн, имеется возможность обеспечить работу усилителей класса В при более высоких значениях

тока (или мощности), чем при работе в классе А; все же другие их параметры одинаковы. Например, если транзистор при работе в классе А способен рассеивать мощность 0,3 Вт (без повреждения), то тот же транзистор в классе В может функционировать при мощности 0,6 Вт, так как сам транзистор проводит коллекторный ток только половину периода. (Однако это теоретический пример. На практике же существуют факторы, ограничивающие рассеиваемую мощность в классе В значениями, несколько меньшими, чем удвоенная мощность класса А.)

Максимальный выходной сигнал усилителя класса В эквивалентен полному размаху выходного сигнала усилителя класса А. Таким образом, если два транзистора соединены в двухтактную схему и работают в классе В, то их выходное напряжение может в два раза превышать выходное напряжение, соответствующее классу А. Из-за этих показателей (напряжение и мощность) усилители класса В, как правило, предназначены скорее для усиления мощности, чем напряжения. В типовом случае два транзистора в двухтактном включении работают в классе В, а им предшествует одна усиительная схема класса А. Эта схема класса А предназначена для усиления напряжения, тогда как схема класса В производит необходимое усиление по мощности.

1.4.3. Усилительные схемы класса АВ

Класс В представляет собой наиболее эффективный метод реализации усилителей звуковых частот, так как в этом случае потребляется наименьший ток. Таким образом, транс-

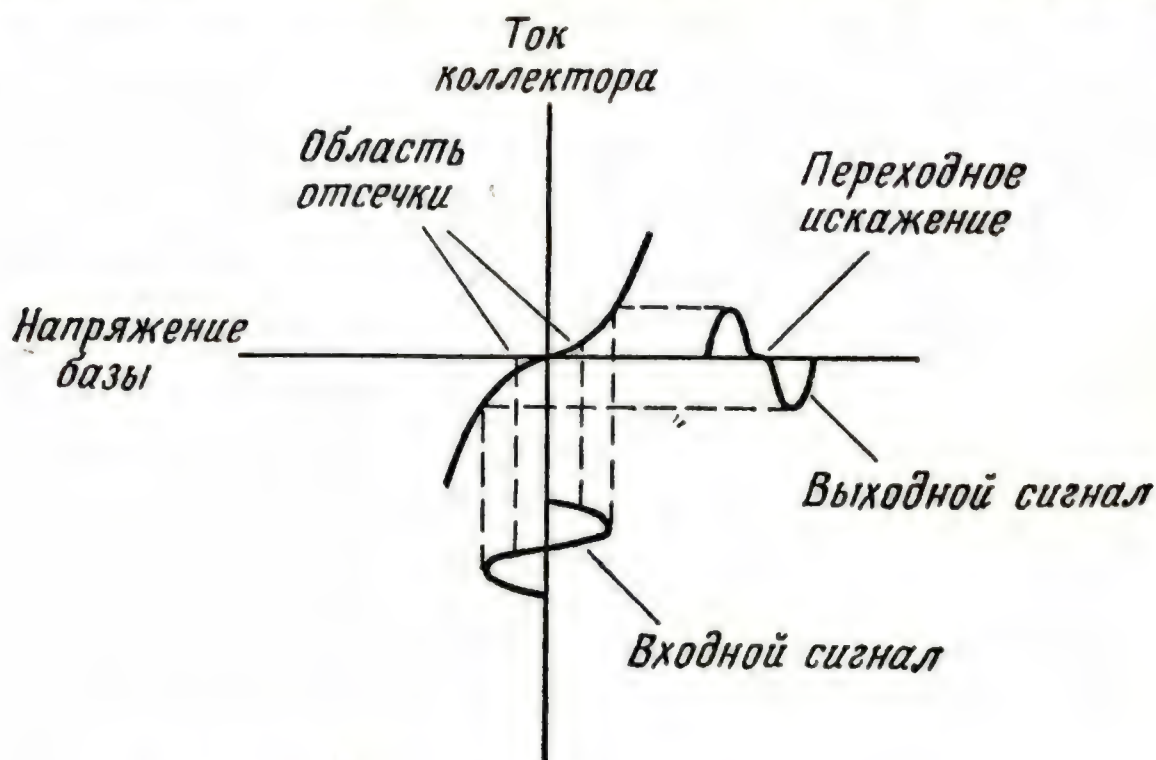


Рис. 1.16. Пример переходного искажения.

форматоры в рабочей точке отключены и потребляют коллекторный ток только при наличии входного сигнала. Однако работа в классе В может привести к искажению формы

сигнала, которое известно как *переходное искажение* и рассматривается далее в разд. 1.10. Влияние переходного искажения становится наглядным при сравнении форм входного и выходного сигналов, изображенных на рис. 1.16.

При работе в чистом классе В сам транзистор при очень низких уровнях входного сигнала еще остается в режиме отсечки (поскольку в точке отсечки транзисторы обладают очень низким коэффициентом усиления по току), а затем резко включается при большом сигнале. Например, в кремниевом транзисторе не существует заметного тока коллектора до тех пор, пока переход база — эмиттер не получит смещения в прямом направлении приблизительно 0,65 В. Предположим, что входной сигнал начинается с нулевого значения, чему соответствует незначительный коллекторный ток, либо он совсем отсутствует (и, следовательно, отсутствует изменение выходного напряжения) в течение того периода времени, когда входной сигнал изменяется от 0 до 0,65 В. Когда же входной сигнал достигает напряжения 0,65 В, коллекторный ток начинает быстро увеличиваться и в линейной зависимости повторяет форму входного сигнала. Как будет показано в разд. 1.10, при переводе схемы в класс АВ удастся минимизировать переходное искажение.

1.4.4. Усилительные схемы класса С

Если переход база — эмиттер транзистора смещен в обратном направлении значительно ниже точки отсечки, то получается усилитель класса С. Как изображено на рис. 1.17, в

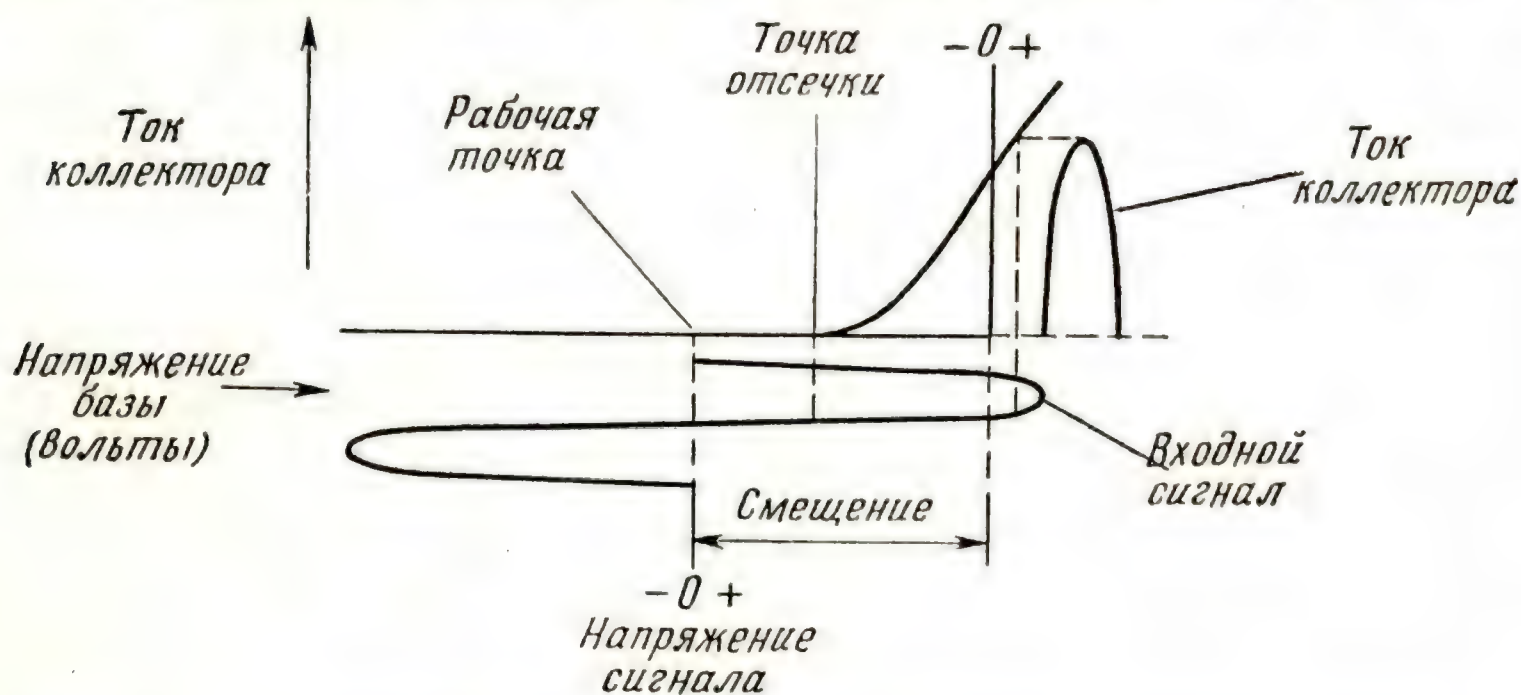


Рис. 1.17. Типовые характеристические кривые усилителя класса С.

течение положительной полуволны входного сигнала выходное напряжение начинается с нулевого значения, затем достигает максимального положительного значения и спадает до нуля. (Рис. 1.17 соответствует *n—p—n*-транзистору.) Часть входного сигнала производит смещение перехода база — эмит-

тер в прямом направлении. В результате этого обеспечивается ток коллектора для части полуволны цикла входного сигнала, т. е. для положительной полуволны входного сигнала между точкой отсечки и максимальным значением. Результирующий коллекторный ток представляет собой импульс, ширина которого значительно меньше половины периода входного сигнала.

Форма выходного сигнала усилителя класса С не совпадает с формой входного воздействия даже при двухтактной работе. Вследствие этого использование класса С ограничено только теми случаями, где искажения сигнала не имеют существенного значения. Как правило, класс С находит применение в усилителях радиочастот (см. гл. 2) и не предназначен для диапазона звуковых частот.

1.5. Основные схемы транзисторных усилителей

Рабочая схема однокаскадного усилителя диапазона звуковых частот на биполярном транзисторе представлена на рис. 1.18. Входной и выходной конденсаторы связи предна-

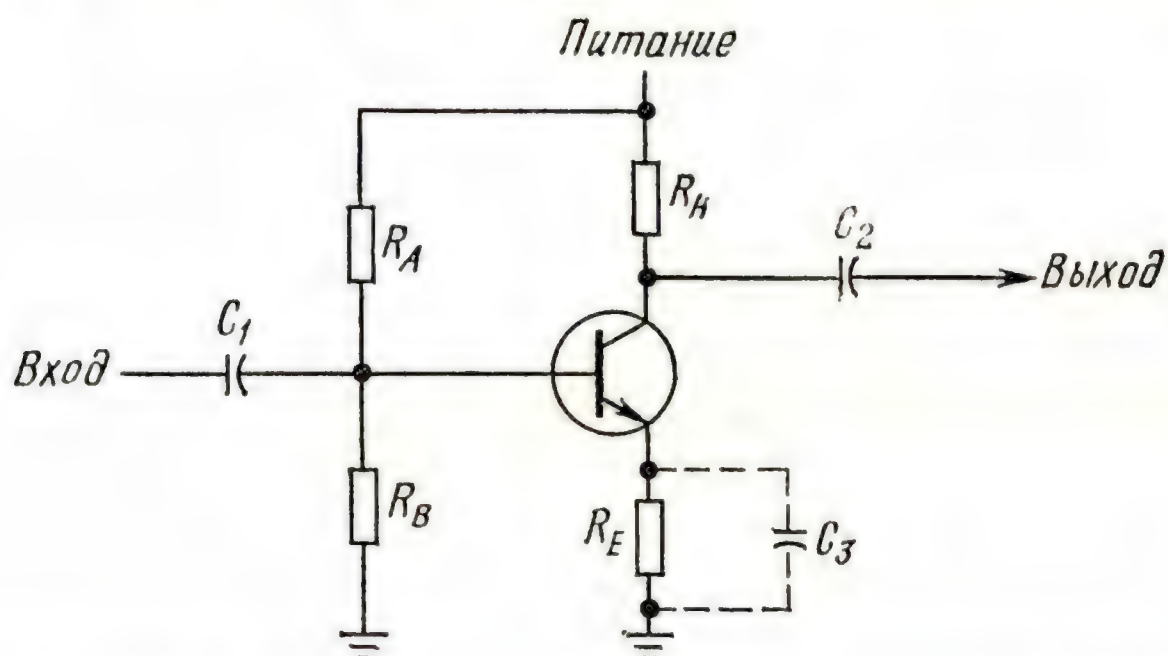


Рис. 1.18. Основной однокаскадный усилитель диапазона звуковых частот на биполярном транзисторе.

$Z_{вх} \approx R_B$, $R_H > 5R_E$, $R_E \approx 100-1000$ Ом, $Z_{вых} \approx R_H$, $R_H \approx 10R_E$, $I_{усл} \approx R_B/R_E$, $R_B \approx 10R_E$, $R_B < 20R_E$, $U_{усл} \approx R_H/R_E$, $U_{колл} \approx 0,5 \times \text{питание}$ (устанавливается R_A);

$I_{усл} \approx \text{стабильность} \approx R_B/R_E$; $S \approx 20$ для обеспечения высокого коэффициента усиления; $S \approx 10$ для обеспечения стабильности; $S \approx 5$ для обеспечения коэффициента усиления по мощности; $C_1 \approx 1/3,2 FR$ для 1 дБ; $C_2 \approx 1/6,2 FR$ для 3 дБ.

значены для предотвращения протекания постоянного тока как во внешние схемы, так и из них. Шунтирующий конденсатор C_3 соединен с эмиттерным резистором R_E . Конденсатор C_3 необходим только при определенных условиях. Основные параметры схемы также указаны на рис. 1.18. Как было показано (разд. 1.1), основное назначение подключенного к эмиттеру резистора R_E состоит в стабилизации коэффициента усиления. Максимальный коэффициент усиления по напряжению обеспечивается в том случае, когда значение сопро-

тивления R_H выбрано больше сопротивления R_E . Аналогичным образом коэффициент усиления по току возрастает при увеличении значения сопротивления R_B относительно сопротивления R_E . Однако схема обладает наибольшей стабильностью, когда значения сопротивлений R_B и R_H выбираются меньшими относительно сопротивления R_E . При этом коэффициент усиления схемы будет стабилизироваться при воздействии температуры, изменениях напряжения источника питания в том случае, когда значение сопротивления R_E выбрано большим относительно сопротивлений R_B и R_H . Следовательно, существует компромиссное решение при выборе коэффициента усиления и стабильности схемы. Такой вид эмиттерной обратной связи известен как *каскадная обратная связь* или *местная обратная связь*, поскольку охватывает только один каскад. *Общая обратная связь* или *петлевая обратная связь* используется в случае охвата нескольких каскадов.

Входное и(или) выходное полные сопротивления определяются значениями сопротивлений R_B и R_H , как указано в приведенных на рис. 1.18 уравнениях¹⁾. Передача максимальной мощности осуществляется при согласовании значений сопротивлений R_B и R_H с полными сопротивлениями соответственно предыдущего и последующего каскадов. Максимальное выходное напряжение задается напряжением источника питания. При работе усилителя в классе А его коллектор функционирует приблизительно при половинном значении напряжения источника питания. Это позволяет обеспечить максимальный положительный и отрицательный размах выходного напряжения.

Номиналы конденсаторов C_1 и C_2 зависят от нижней границы рабочего частотного диапазона усилителя. Конденсатор C_1 и сопротивление R_B образуют RC -фильтр верхних частот (подавление нижних частот), как было показано в разд. 1.2. Конденсатор C_2 совместно с входным сопротивлением следующего каскада (или с сопротивлением нагрузки) образует другой фильтр. При заданном значении сопротивления для обеспечения прохождения сигналов более низких частот требуется больший номинал конденсатора. Конечно, если имеется возможность выбрать большие значения сопротивления (для той же исходной частоты), то номинал конденсатора можно снизить. Поскольку биполярные транзисторы представляют собой токовые приборы с низкими полными сопротивлениями, то конденсаторы связи в таких усилителях имеют, как правило, большие номиналы по сравнению с их номиналами в усилительных схемах на полевых транзисторах (и на электровакуумных приборах).

¹⁾ Здесь подразумевается, что $R_A \gg R_B$. В противном случае под R_B следует понимать $R_B \parallel R_A$. — Прим. ред.

1.5.1. Шунтирование эмиттера в транзисторных усилительных схемах

На рис. 1.18 изображен (штриховой линией) конденсатор C_3 , шунтирующий эмиттерный резистор R_E . Такое включение конденсатора C_3 позволяет при наличии сигнала исключить из схемы резистор R_E , хотя он и присутствует в схеме (для постоянного тока). При исключении сопротивления R_E на пути прохождения сигнала коэффициент усиления по напряжению определяется приблизительно отношением сопротивления R_H к динамическому сопротивлению транзистора, а коэффициент усиления по току приблизительно равен параметру β транзистора на переменном токе. Следовательно, применение конденсатора, шунтирующего эмиттер, позволяет сохранить высокостабильную работу схемы по постоянному току и в то же время обеспечить высокий коэффициент усиления сигнала.

Такое шунтирование эмиттера применяется в основном в тех случаях, когда необходимо от одного каскада усиления получить максимальный коэффициент передачи, не считаясь с его стабильностью. Номинал конденсатора, шунтирующего эмиттер, должен быть таким, чтобы его реактивное сопротивление было меньше входного полного сопротивления транзистора на самой низкой частоте рабочего диапазона. Это позволяет эффективно закорачивать эмиттер (путь сигнала через резистор R_E). Емкость конденсатора C_3 можно вычислить из следующего соотношения:

$$\text{Емкость} = 1/6,2 FR,$$

где значение емкости получается в фарадах, F представляет собой нижнюю граничную частоту в герцах, а R — максимальное входное полное сопротивление транзистора в омах.

1.5.2. Основной усилитель звуковых частот с частичным шунтированием эмиттера

Однокаскадная схема на биполярном транзисторе, используемая в качестве усилителя диапазона звуковых частот с частично шунтированным резистором эмиттера изображена на рис. 1.19. Такая схема обеспечивает компромисс между основными усилителями с нешунтированным и с полностью шунтированным эмиттером. На постоянном токе параметры как нешунтированных, так и частично шунтированных схем по существу одинаковы. Номиналы элементов (за исключением C_3 и R_C) для обеих схем вычисляются аналогичным образом. Однако коэффициенты усиления по напряжению и току для усилителя с частичным шунтированием больше, чем у нешунтированного, но меньше, чем у полностью шунтированного.

Номинал сопротивления R_C выбирается исходя из коэффициента усиления по напряжению, хотя коэффициент усиления по току и увеличивается при уменьшении коэффициента

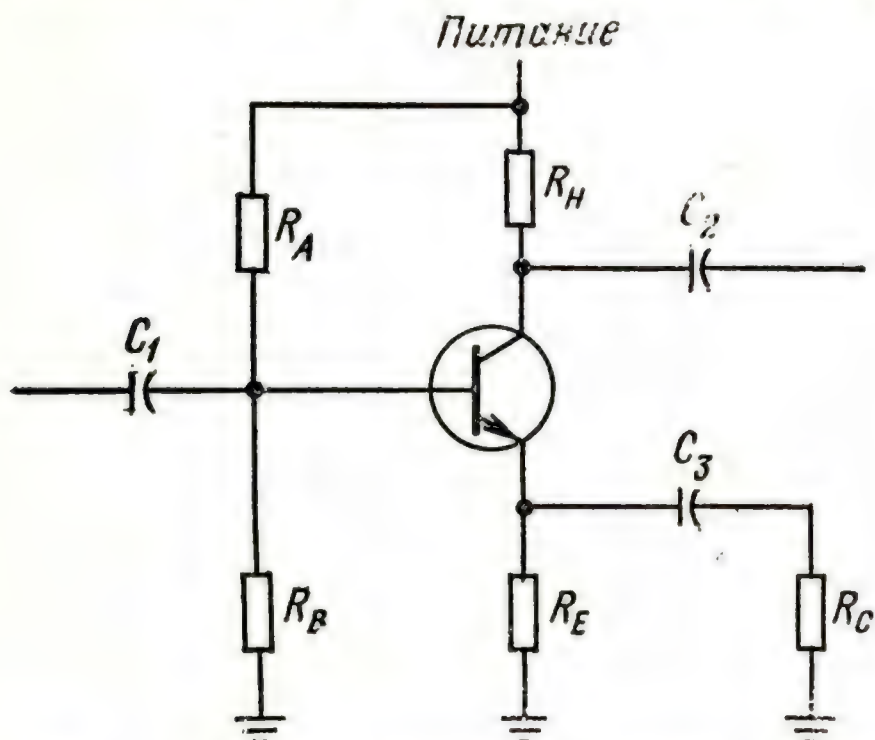


Рис. 1.19. Однокаскадная схема на биполярном транзисторе, используемая в качестве усилителя диапазона звуковых частот с частично шунтированным резистором эмиттера.

$$I_{\text{усил}} \approx R_B/R_C, \quad R_H < 50R_C, \quad U_{\text{усил}} \approx R_H/R_C \\ R_B < 50R_C, \quad C_3 \approx 1/6,2FR_C.$$

усиления по напряжению. Значение сопротивления R_C должно быть в основном меньше, чем сопротивление R_E , иначе не будет выигрыша от использования схемы с частичным шунтированием. Однако меньшее значение $1/RC$ требует большего номинала конденсатора C_3 , поскольку он зависит от значения сопротивления R_C и требуемой точки среза в области низких частот.

Для показанной на рис. 1.19 схемы коэффициенты усиления по току и напряжению зависят соответственно только от

отношений сопротивлений R_B/R_C и R_H/R_C . Таким образом, значение сопротивления R_E не оказывает существенного влияния (либо вообще никакого) на коэффициент усиления схемы.

1.5.3. Основные усилительные схемы на полевых транзисторах

Однокаскадная усилительная схема на полевом транзисторе показана на рис. 1.20. Входной и выходной конденсаторы связи C_1 и C_2 предназначены для предотвращения протекания постоянного тока как во внешние схемы, так и из них. Шунтирующий конденсатор C_3 , подключенный к резистору R_S , требуется только в определенных условиях. Заметим также, что показанная на рис. 1.20 схема представляет собой аналог на полевых транзисторах приведенной на рис. 1.19 схемы. Следовательно, многие характеристики этих схем аналогичны.

Основное отличие состоит в том, что коэффициент усиления по напряжению схемы на полевом транзисторе (рис. 1.20) задается параметрами R_H , R_S и v_{fs} . Этот коэффициент v_{fs} в справочных материалах на полевые транзисторы называется *крутизной* и является мерой изменения выходного тока при заданном изменении входного напряжения (и по существу аналогична крутизне электровакуумных приборов). Другое отличие связано с тем, что номиналы конденсаторов связи схем на полевых транзисторах гораздо меньше, чем

в схемах с биполярными транзисторами. Это происходит вследствие того, что полевые транзисторы представляют собой потенциальные приборы с высоким полным сопротивлением (в то время как биполярные транзисторы являются токовыми приборами с низким полным сопротивлением).

На рис. 1.20 также изображен (штриховой линией) шунтирующий конденсатор C_3 , подключенный к истоковому резистору R_S . Такое включение позволяет при наличии сигнала исключить из схемы резистор R_S , хотя он и присутствует в схеме (для постоянного тока). При удалении сопротивления R_S на пути прохождения сигнала коэффициент усиления по напряжению равен приблизительно $v_{fs} \times R_H$. Следовательно, такое использование шунтирующего конденсатора позволяет обеспечить температурную стабильность схемы по постоянному току и в то же время получить высокий коэффициент усиления сигнала.

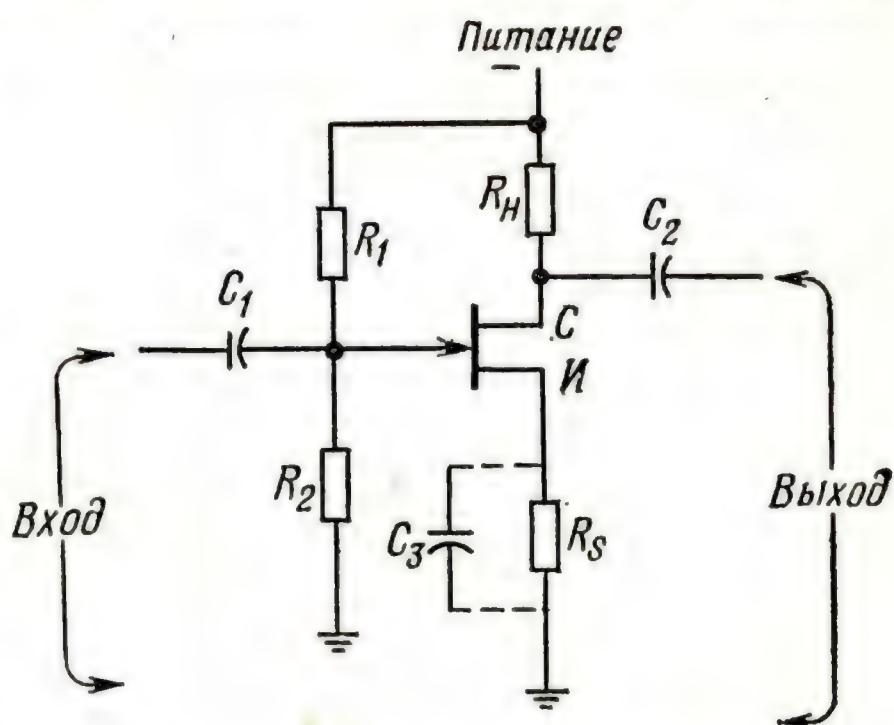


Рис. 1.20. Основной усилительный каскад на полевом транзисторе с общим истоком.

$$A_U \approx R_H / [(1/v_{fs}) + R_S] \approx R_H / R_S, \quad Z_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \approx R_2; \quad Z_{вых} \approx R_H;$$

напряжение стока = $0,5 \times$ питание; $C_1 \approx 1/3,2$
 FR_2 для 1 дБ, $C_1 \approx 1/6,2$ FR_2 для 3 дБ.

1.6. Многокаскадные транзисторные усилители

В том случае, когда требуется обеспечить стабильный коэффициент усиления по напряжению свыше 20 и не представляется возможным зашунтировать эмиттерный (или истоковый) резистор одного каскада, можно использовать два или более однотранзисторных усилителей, включенных каскадно (где выход первого транзистора нагружен на вход второго). Теоретически для увеличения коэффициента усиления по напряжению можно соединять каскадно любое число усилителей на биполярных или полевых транзисторах. На практике же это количество каскадов обычно ограничивается тремя. Общий коэффициент передачи усилителя равен (приблизительно) совокупному коэффициенту усиления каждого каскада, умноженному на коэффициент усиления соседнего каскада.

Если, например, коэффициент усиления каждого каскада трехкаскадного усилителя равен 10, то общий коэффициент усиления составит 1000 ($10 \times 10 \times 10$). Поскольку можно спроектировать очень стабильный отдельный каскад с коэф-

фициентом усиления около 10 и достаточно стабильные схемы с коэффициентами усиления от 15 до 20, то трехкаскадный усилитель будет способен обеспечить коэффициенты усиления в диапазоне от 1000 до 8000. В основном это более чем достаточный коэффициент усиления по напряжению для большинства практических применений. При коэффициенте усиления 8000 сигнал с напряжением 1 мкВ (скажем, от низковольтного датчика или чувствительного электронного прибора) может быть доведен до напряжения 8 мВ при условии сохранения стабильности в диапазоне температур и при отклонениях напряжения источника питания.

1.6.1. Основные свойства многокаскадных усилительных схем

Любую из описанных ранее однокаскадных усилительных схем можно использовать для реализации двух- или трехкаскадного *усилителя напряжения*. Например, исходный каскад (без шунтирования эмиттера или стока) можно соединять каскадным способом с двумя подобными схемами. В результате формируется высокостабильная в диапазоне температур схема усилителя по напряжению. Поскольку каждый каскад охвачен собственной обратной связью, то этот коэффициент усиления задается достаточно точно и очень стабилен.

Имеется также возможность сочетать различные каскады для достижения некоторой заданной цели проектирования. Трехкаскадный усилитель, например, можно спроектировать, используя в качестве первого каскада высокостабильный нешунтированный усилитель, а остальные два каскада реализовать на схемах с шунтированием. Полагая, что у нешунтированного усилителя коэффициент усиления равен 10, а коэффициенты усиления каскадов с шунтированием составляют 30, то в результате обеспечивается общий коэффициент усиления приблизительно 9000. Конечно же в каскадах с шунтированием коэффициент усиления зависит от характеристик транзистора и вследствие этого формируется не совсем точно. Однако поскольку этот коэффициент усиления установлен для данного усилителя, то он должен оставаться достаточно стабильным.

Искажения и ограничения. Как и в случае каскадов с высоким коэффициентом усиления всегда существует опасность перенасыщения многокаскадного транзисторного усилителя. Предположим, например, что общий коэффициент усиления составляет 1000, а напряжение источника питания равно 20 В. Это соответствует в типовом случае рабочей точке с напряжением 10 В (для выходного сигнала коллектора или стока) и размах напряжения (двойная амплитуда) 10 В (от 0 до 20 В). В реальных условиях наиболее приемлемый размах напряжения лежит в пределах от 0 до 19 В. В любом случае выходной сигнал с напряжением 20 мВ (двойная

амплитуда), умноженный на коэффициент усиления, равный 1000, соответствует предельному выходному сигналу, и возможно, с искажениями.

Обратная связь. Когда каждый каскад многокаскадного усилителя охвачен собственной обратной связью (*местная или каскадная обратная связь*), то осуществляется наиболее точное задание коэффициента усиления. Однако такая обратная связь зачастую нежелательна. Вместо нее используется общая обратная связь (или *петлевая обратная связь*), где часть выходного сигнала с одного каскада подводится ко входу предыдущего каскада. Обычно такая обратная связь создается через сопротивление (для формирования глубины обратной связи) и осуществляется с последнего каскада на первый. Однако имеется возможность задания обратной связи с одного каскада на следующие (со второго каскада на первый, с третьего на второй и т. д.).

Инверсия фазы сигнала обратной связи. Существует проблема инверсии фазы сигнала при использовании петлевой или общей обратной связи. В усилителях с общим эмиттером или общим истоком фаза сигнала инвертируется от входа к выходу. Таким образом, если входной сигнал имеет положительное значение, то выходной — отрицательное и наоборот. Если реализуется обратная связь между двумя каскадами, то фаза сигнала инвертируется дважды, что в результате приводит к созданию *положительной обратной связи*. Такая связь обычно вызывает возбуждение схемы либо характеризуется очень нестабильным коэффициентом усиления. В любом случае такая положительная обратная связь не будет стабилизировать коэффициент усиления. Задачу инверсии фазы сигнала можно решить при наличии составных каскадов, подавая выходной сигнал либо с коллектора (или стока), либо со второго каскада в эмиттерную (или истоковую) цепь первого каскада. Это и обеспечивает требуемую *отрицательную обратную связь*.

Если, например, сигнал на базе (или затворе) первого каскада растет в положительном направлении, то сигнал на коллекторе (или стоке) — в отрицательном, так же как и сигнал на базе (или затворе) второго каскада. Сигнал коллектора (или стока) второго каскада будет увеличиваться в положительную сторону, и этот положительный сигнал можно завести в эмиттерную (или истоковую) цепь первого каскада. Положительный входной сигнал на эмиттере (или истоке) создает такой же эффект, как и отрицательный сигнал на базе (или затворе). Следовательно, формируется отрицательная обратная связь.

Низкочастотный срез характеристики. До тех пор, пока не сформирована непосредственная связь (как показано в разд. 1.7), необходимо использовать конденсаторы связи между каскадами, а также на входе и выходе схемы. Такие

конденсаторы образуют совместно с сопротивлением база — земля (или затвор — земля) RC -фильтр верхних частот. Таким образом, в каждом каскаде имеется собственный фильтр верхних частот. В многокаскадных усилителях влияние этих фильтров усиливается. Например, если каждый фильтр на некоторой заданной частоте среза вызывает снижение уровня сигнала на 1 дБ, а всего имеется три таких фильтра (один на входе и два между каскадами), то в результате этого в выходном сигнале на этой частоте наблюдается снижение уровня на 3 дБ.

1.7. Транзисторные усилители с непосредственной связью

Рассматриваемые до сих пор усилители не могли усиливать постоянные токи (или постоянные напряжения), поскольку такие токи не проходят через конденсаторы связи или трансформаторы. К тому же использующие трансформаторы и (или) конденсаторы связи усилители не приспособлены и для усиления сигналов очень низких частот. Как отмечалось в разд. 1.3, усилители с непосредственными связями используются в тех случаях, когда необходимо усиливать постоянные токи и (или) сигналы очень низких частот. Усилители с непосредственными связями, также известные как усилители постоянного тока, позволяют подавать сигнал непосредственно на транзистор без использования устройства связи любого вида. Усилители с непосредственными связями могут быть и однокаскадными, и многокаскадными. Однако сама непосредственная связь, как правило, не применяется более чем между тремя каскадами.

1.7.1. Реальные усилители с непосредственной связью на биполярных транзисторах

Рабочая схема двухкаскадного *комплементарного* усилителя с непосредственной связью представлена на рис. 1.21. Здесь для стабилизации выходной сигнал $n-p-n$ -транзистора подается на $p-n-p$ -транзистор. Повышенная стабилизация комплементарного усилителя с непосредственной связью обусловлена тем, что изменение коллекторного тока транзистора T_1 (вследствие колебаний температуры, изменений напряжения источника питания и т. д.) противодействует равному изменению коллекторного тока транзистора T_2 , имеющего противоположное направление. Если добавляются еще каскады, то комплементарная система распространяется далее, т. е. $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторы используются попеременно.

Когда два каскада связаны непосредственно для реализации стабилизированной схемы (рис. 1.21), то общий коэффициент усиления составляет приблизительно 70 % (а воз-

можно, и выше) объединенных коэффициентов усиления каждого каскада. Сам коэффициент усиления отдельного каскада равен приблизительно 10, что определяется из соотношения 10:1 резисторов коллектора и эмиттера. Совокупный коэффициент усиления схемы теоретически составляет 100, а фактически только 70. Следовательно, входной сигнал с напряжением 100 мВ усиливается на выходе приблизительно до 7 В. Следует отметить, что изображенная на рис. 1.21 схема является высокостабильной и имеет очень широкий частотный диапазон (в основном от постоянного тока до определяемого высокочастотными ограничениями транзисторов предела).

1.7.2. Реальные усилители с непосредственной связью на полевых транзисторах

Полевые транзисторы как с изолированным затвором, так и с $p-n$ -переходом можно использовать в усилительных схемах с непосредственной связью. Однако транзисторы с изолированным затвором особенно хорошо приспособлены для применения в устройствах с непосредственной связью. Поскольку затвор транзистора с изолированным затвором действует по существу как конденсатор, а не как переход диода, то отсутствует необходимость в конденсаторе связи между каскадами. Для сигналов переменного тока это означает, что теоретически не существует проблем, связанных со срезом характеристики в области низких частот. В реальных же схемах входная емкость вместе с сопротивлением стока может образовывать RC -фильтр и в результате этого вызвать некоторое подавление сигналов низких частот.

На рис. 1.22 приведена рабочая структура трехкаскадного усилителя, выполненная полностью на транзисторах с изолированным затвором. Следует отметить, что все три транзистора с изолированным затвором одного и того же типа и все три резистора стока (R_1 , R_2 и R_3) имеют одинаковое значение. Это положение упрощает само проектирование. На первый взгляд может показаться, что все три каскада рабо-

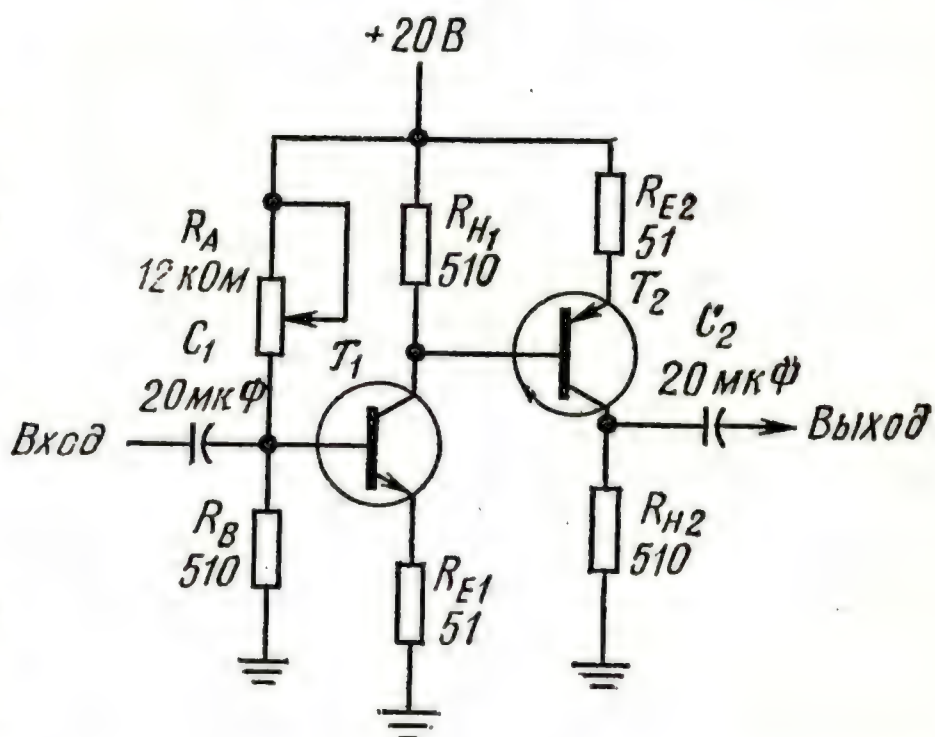


Рис. 1.21. Основная комплементарная усилительная схема с непосредственной связью.

$Z_{вх} \approx R_B \approx 510$, $R_H > 5R_E$, $R_B < 20R_E$, $Z_{вых} \approx R_{H2} \approx 510$, $R_H \approx 10R_E$, $R_B \approx 10R_E$, для $T_1: U_{усил} \approx R_{H1}/R_{E1} \approx 10$, для $T_2: U_{усил} \approx R_{H2}/R_{E2} \approx 10$, для $T_2: U_{колл} \approx 0,5 \times \text{питание}$ (регулируется R_A).

тают при нулевом смещении. Однако, когда протекает ток стока, то наблюдается некоторое падение напряжения на соответствующем резисторе стока каскада, которое задает как

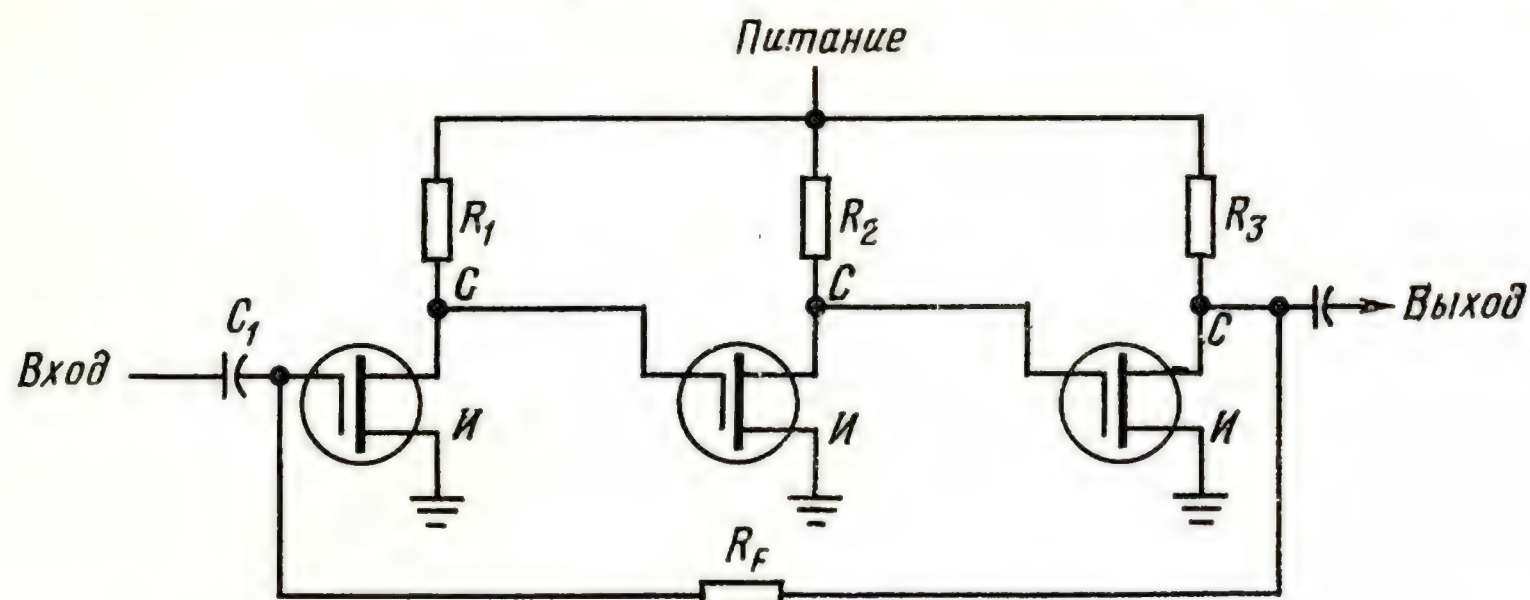


Рис. 1.22. Трехкаскадный усилитель на полевых транзисторах с изолированным затвором.

Коэффициент усиления без $R_F \approx (R_1 \times \gamma_{fs}) (R_2 \times \gamma_{fs}) (R_3 \times \gamma_{fs})$; $R_{вх} \approx R_F / \text{коэффициент усиления}$.

напряжение на самом стоке, так и аналогичное напряжение на затворе следующего каскада. Затвор транзистора первого каскада находится по существу под тем же напряжением, что и сток последнего каскада из-за влияния резистора обратной связи R_F . Ток стока через резистор R_F не протекает, может

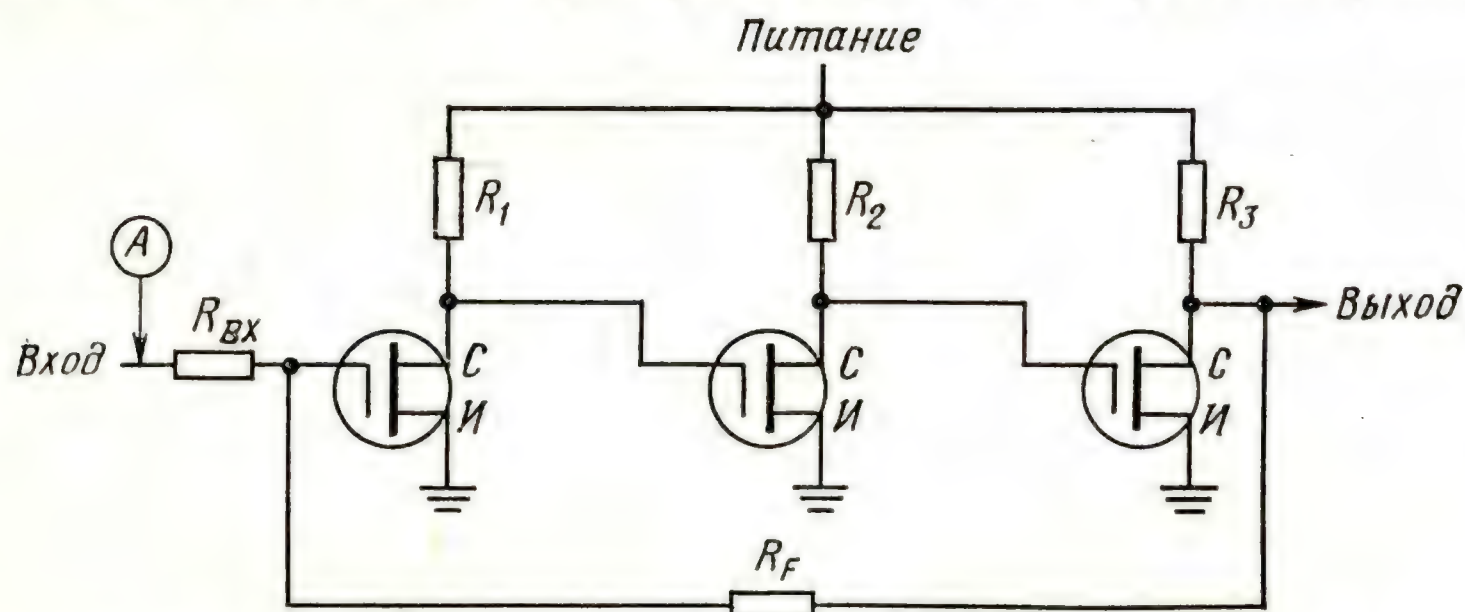


Рис. 1.23. Трехкаскадный усилитель с непосредственной связью на полевых транзисторах с изолированным затвором.

Коэффициент усиления $\approx R_F / R_{вх}$, $Z_{вх} \approx R_{вх}$, $Z_{вых} \approx R_3$.

быть за исключением обратного тока затвора (которым в практических расчетах можно пренебречь).

Для представленной на рис. 1.22 схемы требуется один конденсатор связи (C_1) на ее входе. Это необходимо для того, чтобы изолировать затвор входного транзистора от постоянного напряжения, которое может появиться на входе схемы. Это приводит к тому, что показанная на рис. 1.22 схема не пригодна для реализации усилителя постоянного тока. Схему можно преобразовать к виду усилителя постоян-

ного тока, если конденсатор связи заменить на последовательно включенный резистор $R_{вх}$, как показано на рис. 1.23. Соображения относительно выбора рабочей точки аналогичны для обеих схем. Однако этот последовательно включенный резистор должен находиться под напряжением постоянного тока, эквивалентным напряжению рабочей точки. Например, если напряжение рабочей точки равно -7 В, то и точка А

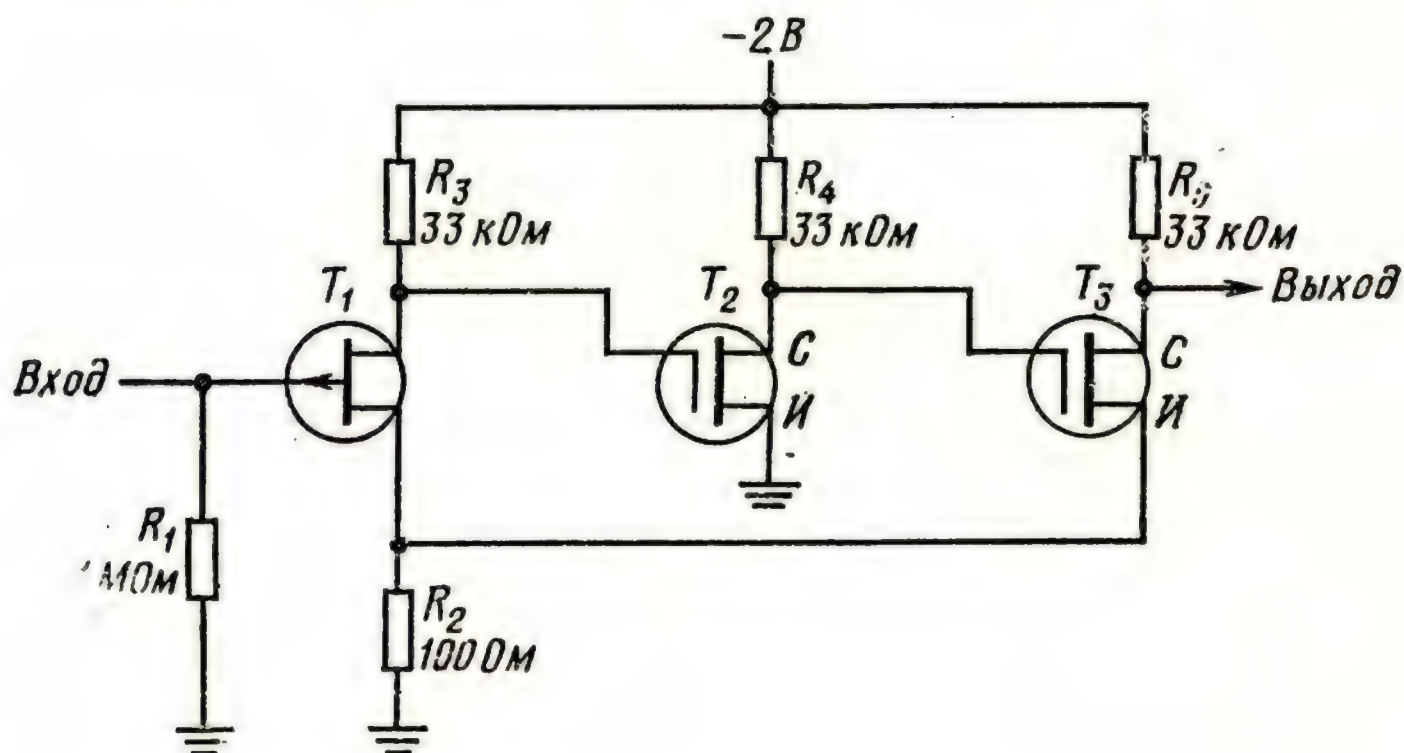


Рис. 1.24. Усилитель с непосредственной связью, использующий на входном каскаде полевой транзистор с $p-n$ -переходом, а в последующих двух каскадах полевые транзисторы с изолированным затвором.

должна иметь напряжение -7 В. Если же точке А соответствует несколько другой постоянный уровень, то это вызывает сдвиг рабочей точки.

В приведенной на рис. 1.23 схеме постоянный уровень входного сигнала должен соответствовать рабочей точке. Во многих же случаях необходимо усиливать сигналы постоянного тока с уровнями, близкими к нулю или потенциалу земли. Такое усиление сигналов можно осуществить с помощью транзистора с $p-n$ -переходом на входе схемы, как изображено на рис. 1.24. Обратная связь вводится путем подсоединения истоков транзисторов T_1 и T_3 к общему резистору R_2 . В транзисторе T_2 резистор истока не предусмотрен, но здесь существует некоторое смещение транзистора T_2 вследствие падения напряжения, вызываемого током стока, на резисторе R_3 . Входное полное сопротивление схемы, показанной на рис. 1.24, задается значением резистора R_1 и емкостью затвор — сток транзистора T_1 . Коэффициент усиления можно уменьшить с помощью увеличения значения резистора R_2 с тем, чтобы повысить стабильность схемы. Для приведенных на схеме номиналов (рис. 1.24) и типового транзистора с $p-n$ -переходом коэффициент усиления лежит в пределах от 3000 до 5000. Смещение и рабочая точка транзисторов T_2 и T_3 задается резистором R_3 с номиналом 33 кОм. На практике же значение

сопротивления R_3 вычисляется приближенно, а затем регулируется, чтобы обеспечить требуемую рабочую точку на выходе (стоке) транзистора T_3 .

1.7.3. Усилители на полевых и биполярных транзисторах

В определенных ситуациях требуется обеспечить взаимодействие каскадов на полевых и биполярных транзисторах. Классическим примером этого является схема, в которой в качестве входного каскада используется один усилитель на полевом транзисторе, а за ним следуют две схемы на биполярных транзисторах. Такая конфигурация улучшает характеристики полевых и биполярных транзисторов.

Полевые транзисторы представляют собой приборы, работающие с напряжением. Для них допустимы большие размахи напряжений с низкими значениями токов, что дает возможность использовать высокие номиналы сопротивлений (это приводит также к высоким значениям полных сопротивлений) на входе схемы и между каскадами. В свою очередь такие большие номиналы сопротивлений дают возможность применять небольшие номиналы конденсаторов связи и исключить из схем громоздкие дорогие электролитические конденсаторы. Если же транзистор работает в точке с *нулевым температурным коэффициентом* (ОТК-точка), где определенное напряжение смещения затвор — исток поддерживается постоянным, то ток стока не будет изменяться при колебаниях температуры. Эти ОТК-точки разные для каждого типа полевых транзисторов.

Биполярные транзисторы представляют собой по существу токовые приборы и допускают наличие больших значений токов при приблизительно тех же уровнях напряжения, что и у полевых транзисторов. Следовательно, при одинаковых напряжениях источника питания и размахах тока сигналов биполярный транзистор может обеспечивать гораздо больший коэффициент усиления по току (и коэффициент усиления по мощности), чем полевой транзистор. Поскольку токи имеют большие значения, то в схемах на биполярных транзисторах полные сопротивления (входное, межкаскадное и выходное) должны быть низкими. В этих схемах необходимо использовать большие номиналы конденсаторов связи, чтобы обеспечить их работу на низких частотах. Низкие полные сопротивления создают также значительную нагрузку для устройств, с которых поступают сигналы на усилитель, если они обладают высоким полным сопротивлением. С другой стороны, низкое выходное полное сопротивление зачастую является очень привлекательным параметром усилителя.

При использовании полевого транзистора во входном каскаде входное полное сопротивление усилителя будет высоким. Оно создает незначительную нагрузку на источник сиг-

нала и допускает использование входного конденсатора связи (если требуется). Когда полевой транзистор функционирует в ОТК-точке, вход этого усилителя является температурно стабильным. (В основном с точки зрения температурной стабильности наиболее критичным является входной каскад.) Использование в выходных каскадах биполярных транзисторов обеспечивает низкое выходное полное сопротивление и высокий коэффициент усиления по току (и по мощности).

В зависимости от предъявленных требований усилители можно соединять либо непосредственным образом, либо с помощью конденсаторов связи. Конструирование на основе непосредственной связи предлагает наилучшую характеристику в диапазоне низких частот, допускает усиление постоянного тока и, как правило, проще (используется меньшее число элементов). Соединение же усилителей с помощью конденсаторов связи обеспечивает более стабильную конструкцию и исключает проблему стабилизации напряжения, т. е. усилитель постоянного тока не может отличить изменение уровня сигнала от отклонения напряжения источника питания, и, следовательно, источник питания, использующийся в усилителях постоянного тока, должен быть очень стабильным.

Полевой транзистор можно включать в любую из классических двухкаскадных усилительных схем на биполярных транзисторах. Двумя такими наиболее общими комбинированными устройствами являются описанная в разд. 1.8 спаренная схема Дарлингтона (у которой отсутствует усиление по напряжению, но обеспечивается высокий коэффициент усиления по току и низкое выходное полное сопротивление) и усилитель на комплементарной паре транзисторов со структурами $n-p-n$ и $p-n-p$, рассмотренный в разд. 1.7.1 (дающий усиление и по току, и по напряжению).

Рабочая конфигурация усилителя с непосредственной связью, в котором в первом каскаде используется полевой транзистор, а в выходном — пара биполярных транзисторов, представлена на рис. 1.25. Следует отметить, что в каскаде на полевом транзисторе используется местная обратная связь (создается сопротивлением R_s), а также и общая обратная связь (создается сопротивлением R_4). В качестве примера расчета предположим, что показанная на рис. 1.25 схема должна обеспечивать входное полное сопротивление 1 Мом, выходное полное сопротивление, равное 500 Ом, и максимальный коэффициент усиления, а ее температурная стабильность не является критичной.

Для заданных параметров номиналы сопротивлений R_2 и R_4 выбираются равными соответственно 1 Мом и 500 Ом согласно приведенным на рис. 1.25 уравнениям. В реальных условиях можно пренебречь падением напряжения на резисторе R_s и тогда транзистор T_1 работает при нулевом напряжении затвор — исток. Предположим, что ток стока транзи-

стора T_1 в этих условиях составляет 0,2 мА. (Реальный ток стока зависит от типа используемого полевого транзистора T_1 и напряжения затвор — исток, как указано в справочных материалах на полевые транзисторы.) Падение напряжения на резисторе R_3 представляет собой обычное падение напряжения на переходе база — эмиттер биполярного транзистора (от 0,5 до 0,7 В для кремниевых транзисторов и от 0,2 до 0,3 В для германиевых). Падение напряжения на резисторе

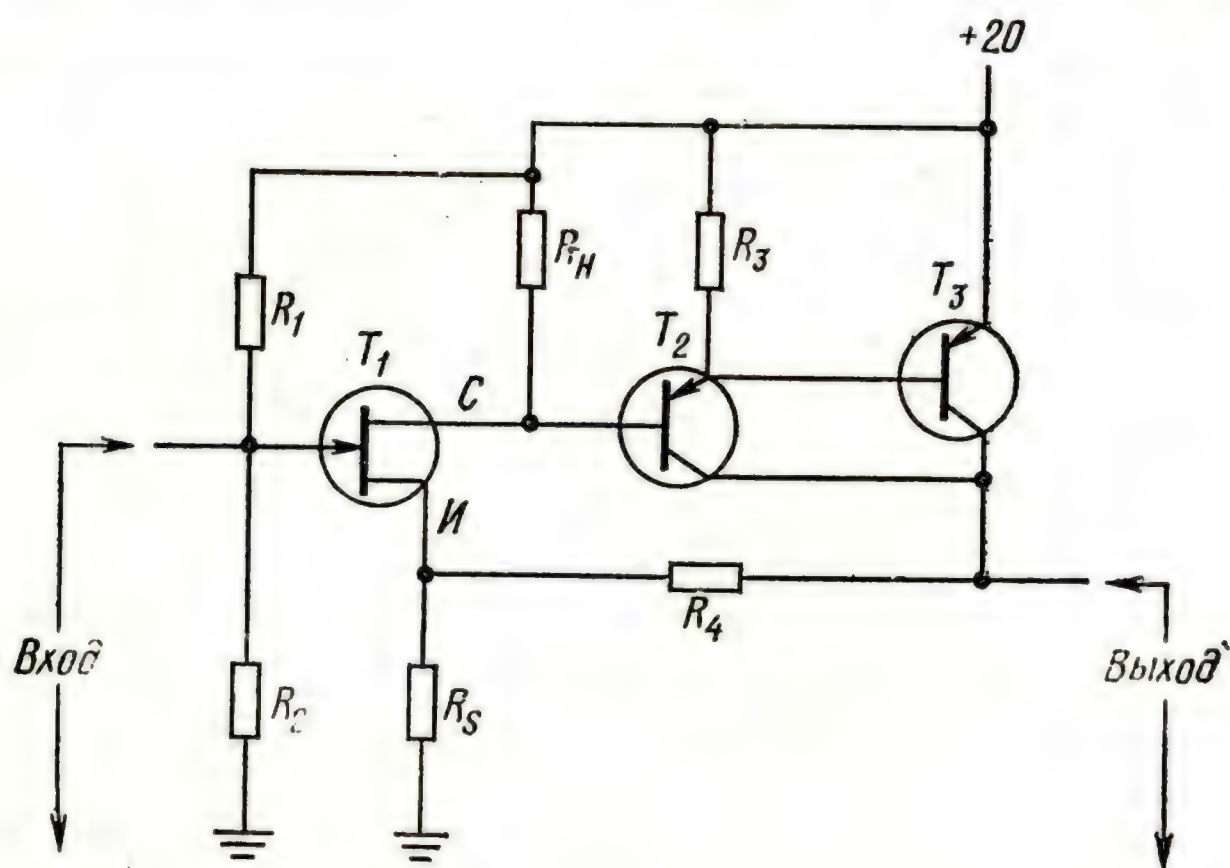


Рис. 1.25. Комбинированный усилитель с непосредственной связью. Входное полное сопротивление $\approx R_2 \parallel R_1$, выходное полное сопротивление $\approx R_4$, для T_1 : коэффициент усиления $\approx R_H/R_S \approx R_H/(1/\gamma_{fs})$, для $T_2 - T_3$: коэффициент усиления $\approx \beta$; $R_3 \approx 2 \times R_4$, $R_S \approx 3-5$ Ом.

R_H равно удвоенному этому значению (т. е. от 1 до 1,5 В для кремниевых транзисторов и от 0,4 до 0,6 В для германиевых). Исходя из требуемого падения напряжения 1,5 В и тока стока 0,2 мА, получаем, что номинал сопротивления R_H приблизительно равен 7,5 кОм. Поскольку значение резистора R_4 составляет 500 Ом, то (как следует из приведенных уравнений) номинал резистора должен быть равен 1 кОм. Если температурная стабильность схемы не является критичным параметром, то полевой транзистор может работать при нулевом смещении, что достигается исключением из схемы резистора R_1 . Если же требуется обеспечить температурную стабильность схемы, то номинал резистора выбирается исходя из обеспечения необходимого смещения транзистора T_1 , соответствующего ОТК-точке. Основным элементом, задающим режим работы этой схемы, является резистор R_H . При создании лабораторного образца этой схемы резистор R_H подстраивается таким образом, чтобы сформировать требуемое положение рабочей точки по напряжению (на коллекторах транзисторов T_2 и T_3).

Со схемой, изображенной на рис. 1.25, связана одна проблема, которая заключается в том, что подаваемый на вход транзистора с $p-n$ -переходом T_1 сигнал может приводить к *режиму блокировки*. В основном для усилителя с непосредственной связью не требуется никаких конденсаторов связи. Единственным исключением является входной конденсатор связи, который изолирует усилитель от постоянного тока (когда сигнал состоит из постоянной и переменной составляющих). При использовании конденсатора связи, подключенного к затвору транзистора с $p-n$ -переходом (или к базе некоторых биполярных транзисторов), может возникнуть режим, известный как блокировка (запирание).

Блокировка вызывается тем фактом, что переход затвора транзистора с $p-n$ -переходом аналогичен переходу диода (либо переходу базы биполярного транзистора). Этот «диод» выпрямляет приходящие сигналы. Если же последовательно с этим диодом включен конденсатор, то большие сигналы могут его зарядить. На одной полуволне сигнала этот диод смещен в прямом направлении и быстро заряжается. На противоположной полуволне диод смещен в обратном направлении и медленно разряжается. Если сигнал и заряд достаточно велики, то усилитель может быть смещен за точку отсечки до тех пор, пока конденсатор разряжается. Следовательно, усилитель может быть блокирован для прохождения входных сигналов какой-то период времени.

Один из способов исключения режима блокировки заключается в использовании на входе усилителя вместо транзистора с $p-n$ -переходом транзистора с изолированным затвором. Поскольку затвор транзистора с изолированным затвором работает по существу как конденсатор (а не как переход диода), то отсутствует выпрямление сигнала и соответственно его блокировка.

1.8. Бестрансформаторные многокаскадные усилители диапазона звуковых частот

Кроме описанного в разд. 1.7 усилителя с непосредственной связью существует ряд бестрансформаторных многокаскадных схем, используемых для обеспечения усиления по напряжению, току или мощности в диапазоне звуковых частот. В следующих разделах описаны наиболее важные из этих схем.

1.8.1. Составные схемы Дарлингтона

Основная схема Дарлингтона (известная как *составная схема Дарлингтона*) и две ее практические разновидности изображены на рис. 1.26. Составная схема Дарлингтона представляет собой эмиттерный повторитель (или схему с

общим коллектором), работающую на второй эмиттерный повторитель. Эмиттерный повторитель (где выходной сигнал снимается с резистора эмиттера) не создает усиления по напряжению, но может обеспечить значительный коэффициент

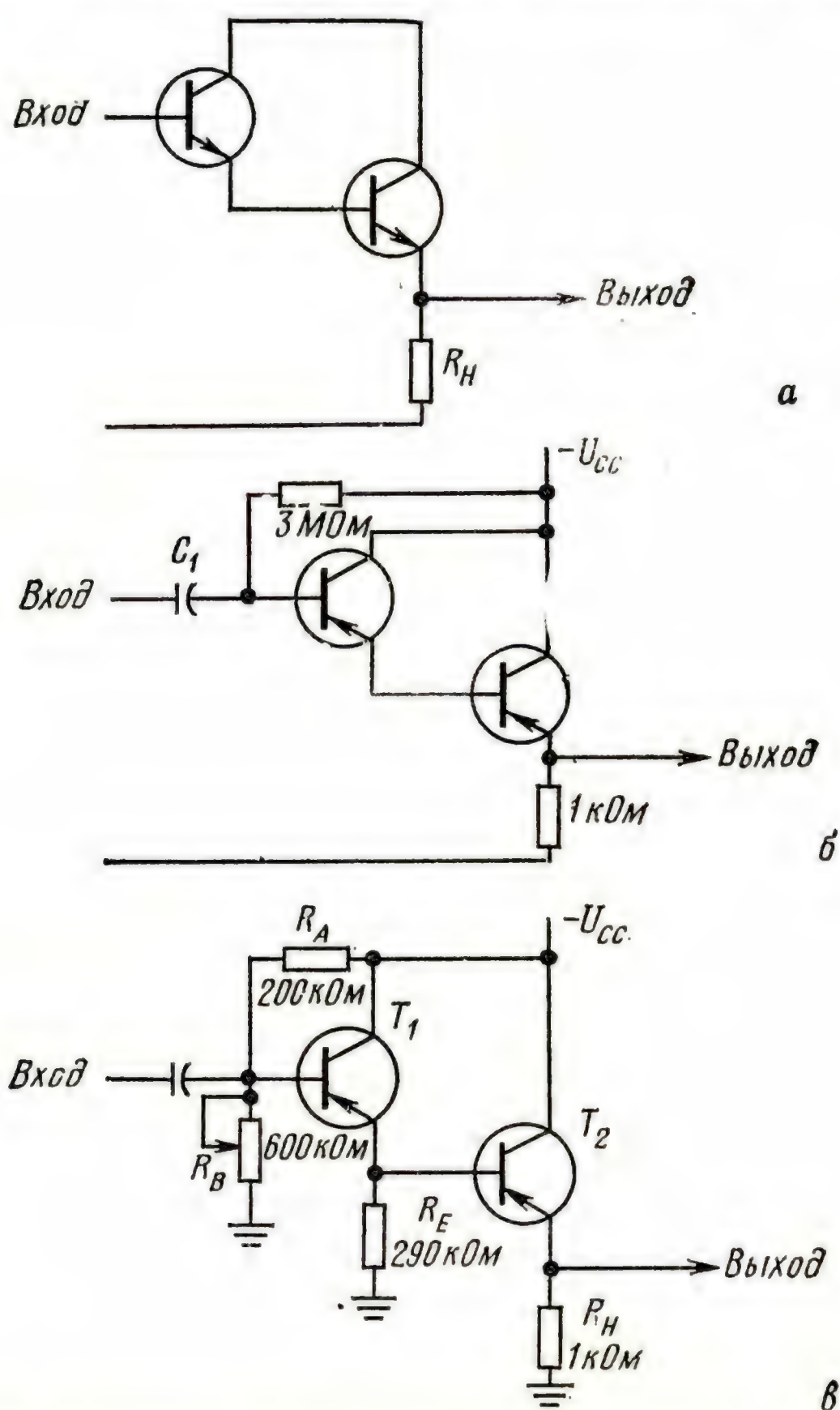


Рис. 1.26. Исходные и реальные составные схемы Дарлингтона.

а — основная схема Дарлингтона; б — основная схема с общим коллектором; в — реальная схема.

усиления по мощности. Основная причина использования составной схемы Дарлингтона, особенно для работы в диапазоне звуковых частот, состоит в том, что она обеспечивает высокий коэффициент усиления по току (мощности). Например, составные схемы Дарлингтона применяются как предоконечные усилители звуковых частот для повышения мощности сигнала, поступающего от усилителя напряжения, до уровня, обеспечивающего работоспособность оконечного усилителя мощности. Схемы Дарлингтона также применяются для за-

мены предоконечного каскада (или для исключения необходимости использовать отдельный предоконечный усилитель).

Схемы Дарлингтона с общим коллектором (эмиттерные повторители). При использовании схемы Дарлингтона в качестве схемы с общим коллектором, как показано на рис. 1.26, ее выходное полное сопротивление приблизительно равно сопротивлению эмиттера эквивалентной Т-образной схемы транзистора. Входное полное сопротивление приблизительно равно β^2/R_H . Коэффициент усиления по току определяется как квадрат среднего значения параметра β двух транзисторов. Однако в большинстве схем с общим коллектором основной интерес представляет их коэффициент усиления по мощности. Следовательно, разработчик интересуется в основном тем, какую мощность сигнала можно снять со схемы при заданном сопротивлении нагрузки на выходе.

Предположим, например, что номинал резистора R_H (на рис. 1.26, в) составляет 1000 Ом и что среднее значение параметра β транзистора равно приблизительно 15. Это приводит к тому, что входное полное сопротивление составит ~ 225 кОм ($15^2 \times 1000$), а сопротивление нагрузки 1000 Ом. Теперь предположим, что на вход схемы поступает сигнал напряжением 2,5 В, тогда на выходе он появится на сопротивлении R_H с напряжением 2 В из-за потерь напряжения. Однако входная мощность равна $2,5^2/225\,000$ или приблизительно 0,028 мВт. Выходная мощность составит $2^2/1000$ или 4 мВт. Следовательно, коэффициент усиления по мощности составляет $4/0,028$ или около 140.

Схемы Дарлингтона с общим эмиттером. Составные схемы Дарлингтона могут быть использованы как усилители с общим эмиттером для обеспечения необходимого коэффициента усиления по напряжению. Это осуществляется с помощью введения коллекторного резистора в любую из приведенных на рис. 1.26 схем, причем выходной сигнал снимается уже не с эмиттера, а с коллектора. В результате этого транзистор T_1 (в режиме с общим коллектором) питает транзистор T_2 , который представляет собой усилитель с общим эмиттером. Вся схема тогда работает как усилитель с общим эмиттером, и ее можно использовать для замены схемы на одном транзисторе. Такая структура часто применяется в тех случаях, когда требуется высокий коэффициент усиления по напряжению.

Более реальный способ использования схемы Дарлингтона в качестве усилителя с общим эмиттером состоит в том, чтобы исключить из схемы резисторы R_B и R_E (рис. 1.26, в), заземлить эмиттер транзистора T_2 и перенести резистор R_L в коллекторную цепь транзистора T_2 . Такая структура представлена на рис. 1.27. Схема стабилизируется коллекторной обратной связью через резистор R_A , который поддерживает потенциалы обоих коллекторов несколько меньше 0,5 В отно-

сительно базы транзистора T_1 . Следует отметить, что оба коллектора находятся под одинаковым напряжением и что оно приблизительно равно двум падениям напряжения на переходах база — эмиттер (или приблизительно 1,5 В для двух кремниевых транзисторов).

Для схемы, показанной на рис. 1.27, коэффициент усиления по току приблизительно равен отношению сопротивлений R_A/R_H . В этой схеме имеется некоторое ограничение на размахи входного и выходного напряжений. Сам же вход смещен

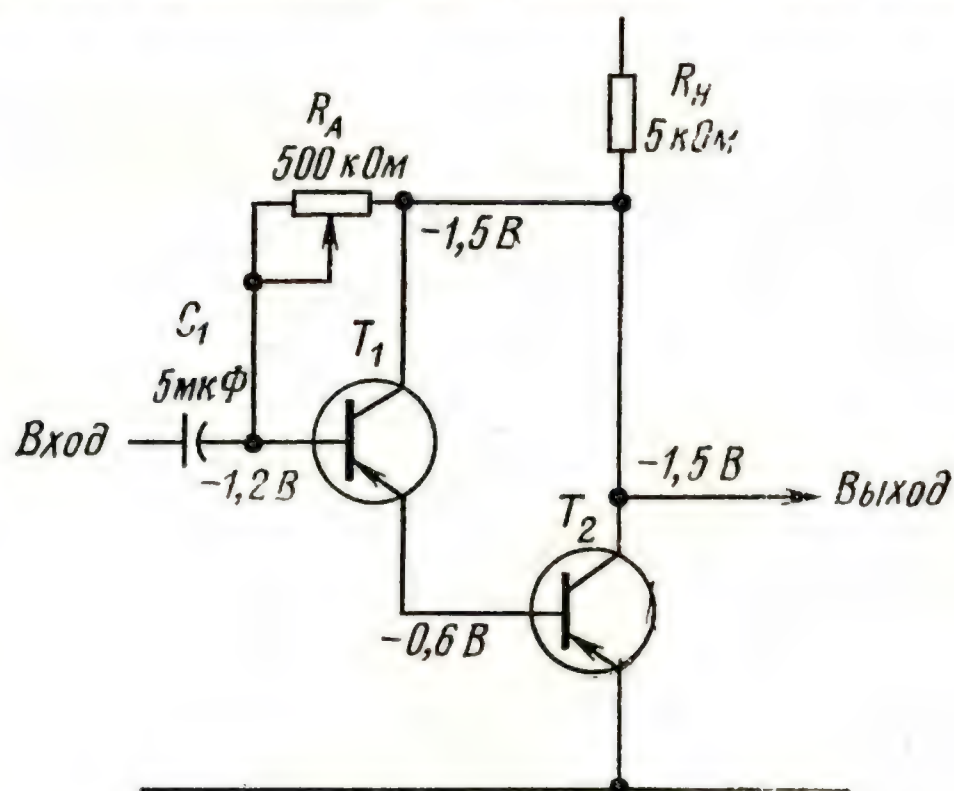


Рис. 1.27. Составная схема Дарлингтона с общим эмиттером.

приблизительно на $1,0 \div 1,5$ В. Однако имеется возможность реализовать коэффициенты усиления по напряжению порядка 100 (или больше), поскольку входное полное сопротивление (или активное сопротивление) составляет приблизительно $R_A/\text{коэффициент усиления по току}$ или равно R_H . (При входном и выходном полных сопротивлениях, равных R_H , коэффициенты усиления по напряжению и току имеют одинаковые значения.)

Многокаскадные схемы Дарлингтона. В составных схемах Дарлингтона нет необходимости ограничиваться двумя транзисторами. В таких схемах можно применять три (и даже четыре) транзистора. Классический пример этого представляет показанная на рис. 1.28 хорошо известная схема фирмы «Дженерал электрик». По существу она представляет собой схему Дарлингтона с общим коллектором и общим эмиттером, вслед за которой включается усилитель с общим эмиттером.

При исключении из схемы резистора R_I ее выходное полное сопротивление задается сопротивлением R_H . (При этом входное полное сопротивление немного превышает номинал сопротивления R_H и в основном равно приблизительно $700 \div 800$ Ом.) При исключении резистора R_I коэффициент усиления по напряжению составляет приблизительно 1000. При

использовании же этого резистора входное полное сопротивление равно приблизительно R_I , а коэффициент усиления по напряжению соответственно уменьшается. Например, если

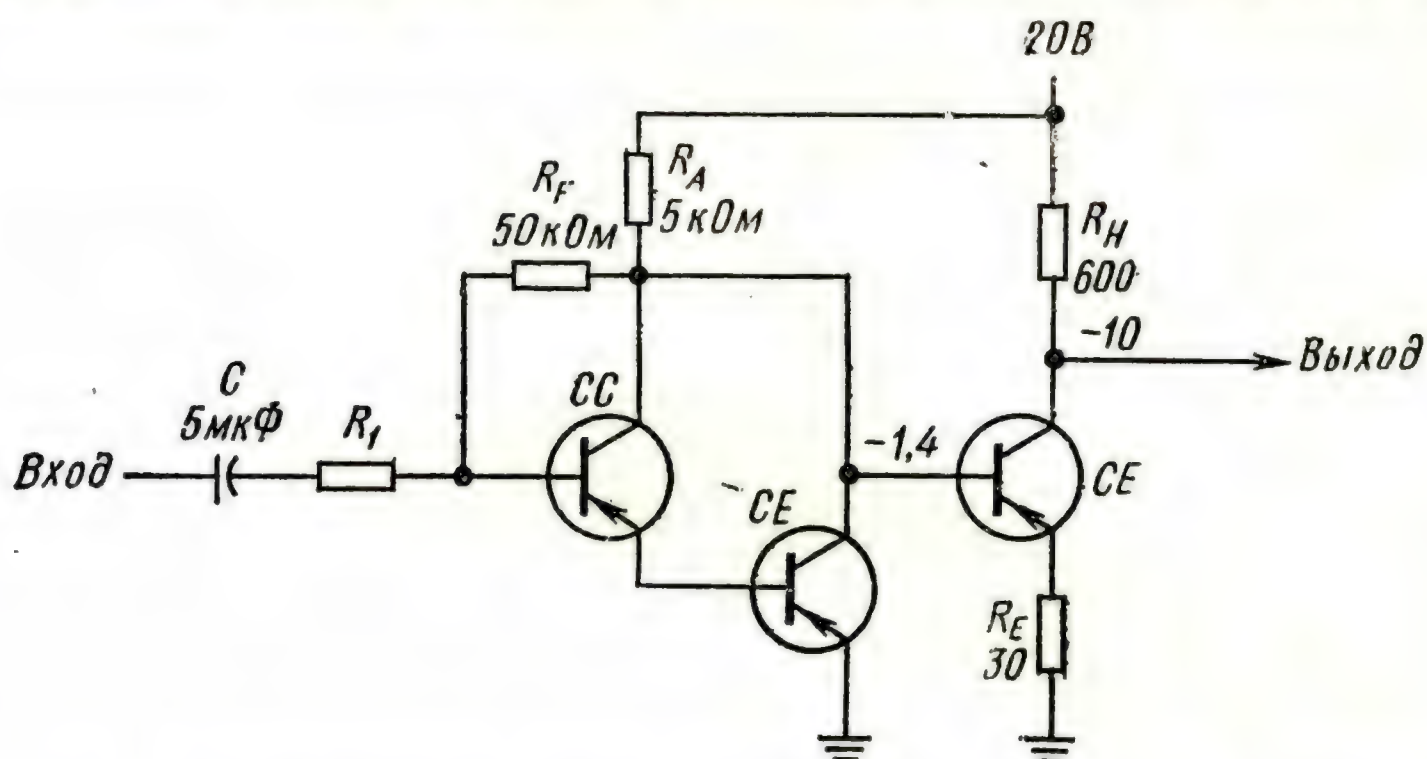


Рис. 1.28. Многокаскадная схема Дарлингтона фирмы «Дженерал электрик».

номинал резистора R_I выбран равным 10 кОм, то коэффициент усиления по напряжению снижается от 1000 до приблизительно до 50.

1.8.2. Схемы фазоинвертора или фазорасщепителя

Основная конфигурация фазоинвертора или фазорасщепителя изображена на рис. 1.29. Очевидно, что эта схема

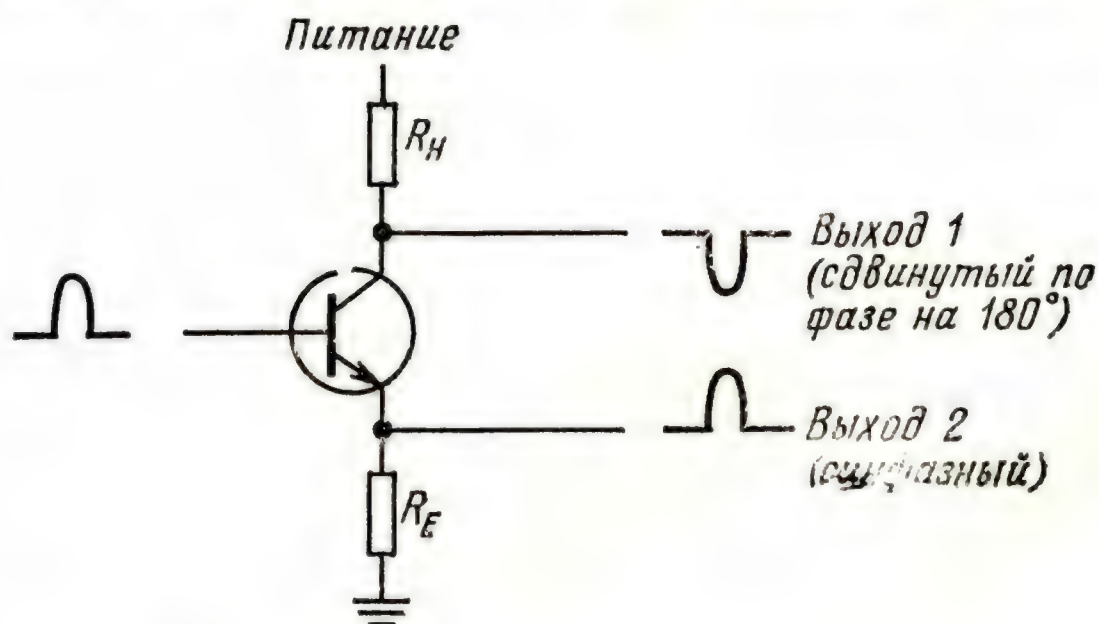


Рис. 1.29. Основной фазоинвертор или фазорасщепитель.

представляет собой по существу однокаскадный усилитель, у которого выходной сигнал снимается и с эмиттера, и с коллектора. Номиналы сопротивлений R_H и R_E обычно выбираются равными или почти равными, так что отсутствует усиление по напряжению. Сам же коллекторный выходной сигнал повернут по фазе на 180° по отношению к входному

сигналу и, следовательно, на 180° относительно сигнала на эмиттере.

Основная причина использования фазоинвертора или фазорасщепителя при работе в диапазоне звуковых частот заключается в обеспечении двух сдвинутых по фазе на 180° сигналов для возбуждения двухтактного оконечного каскада. (Фазоинвертор представляет собой бестрансформаторный аналог межкаскадного трансформатора с первичной обмоткой без отвода и вторичной обмоткой с центральным отводом.)

1.8.3. Эмиттерно-связанные усилительные схемы

На рис. 1.30 представлена основная структура эмиттерно-связанного усилителя. Она аналогична схеме фазоинвертора, поскольку от одного входного сигнала можно получить два

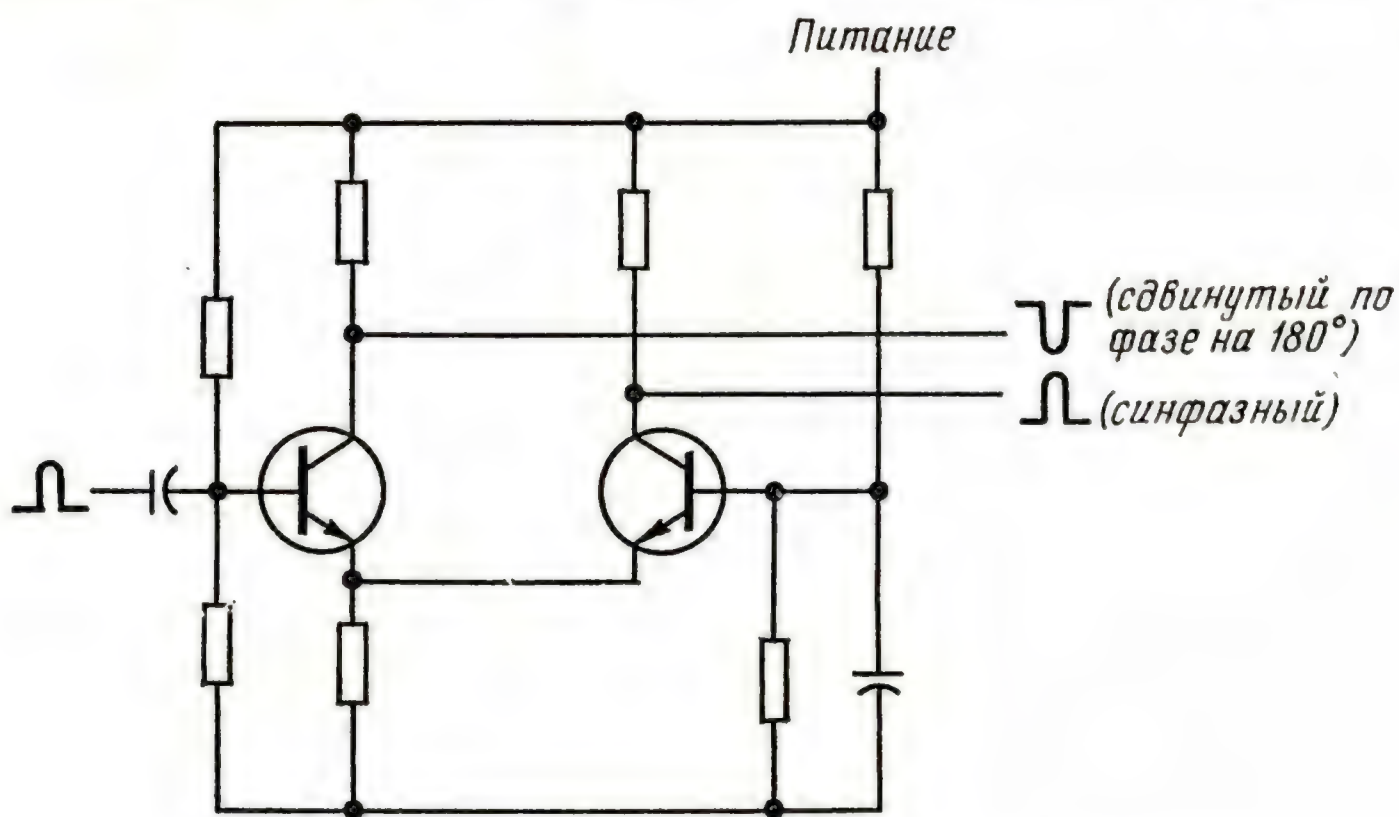


Рис. 1.30. Основной эмиттерно-связанный усилитель.

сдвинутых по фазе на 180° выходных сигнала. В отличие от однокаскадного фазоинвертора эмиттерно-связанный усилитель обеспечивает высокий коэффициент усиления. Следовательно, эмиттерно-связанный усилитель можно использовать в тех разработках, где требуется усиление низковольтного входного сигнала для того, чтобы возбудить двухтактный оконечный каскад.

1.8.4. Схемы дифференциальных усилителей

Основная схема дифференциального усилителя изображена на рис. 1.31. Усилитель аналогичен эмиттерно-связанному усилителю, за исключением того, что его два выходных сигнала получаются из *разностного сигнала* двух входов. Выходной сигнал появляется только при наличии разности сигналов на входе. Дифференциальные усилители целесообразно использовать в осциллографах, электронных измерительных

приборах и регистрирующих инструментальных усилителях, так как сигналы общие для обоих входов (известные как *синфазные сигналы*) исключаются или существенно ослабляются. Синфазный сигнал (так же как выбросы в шине

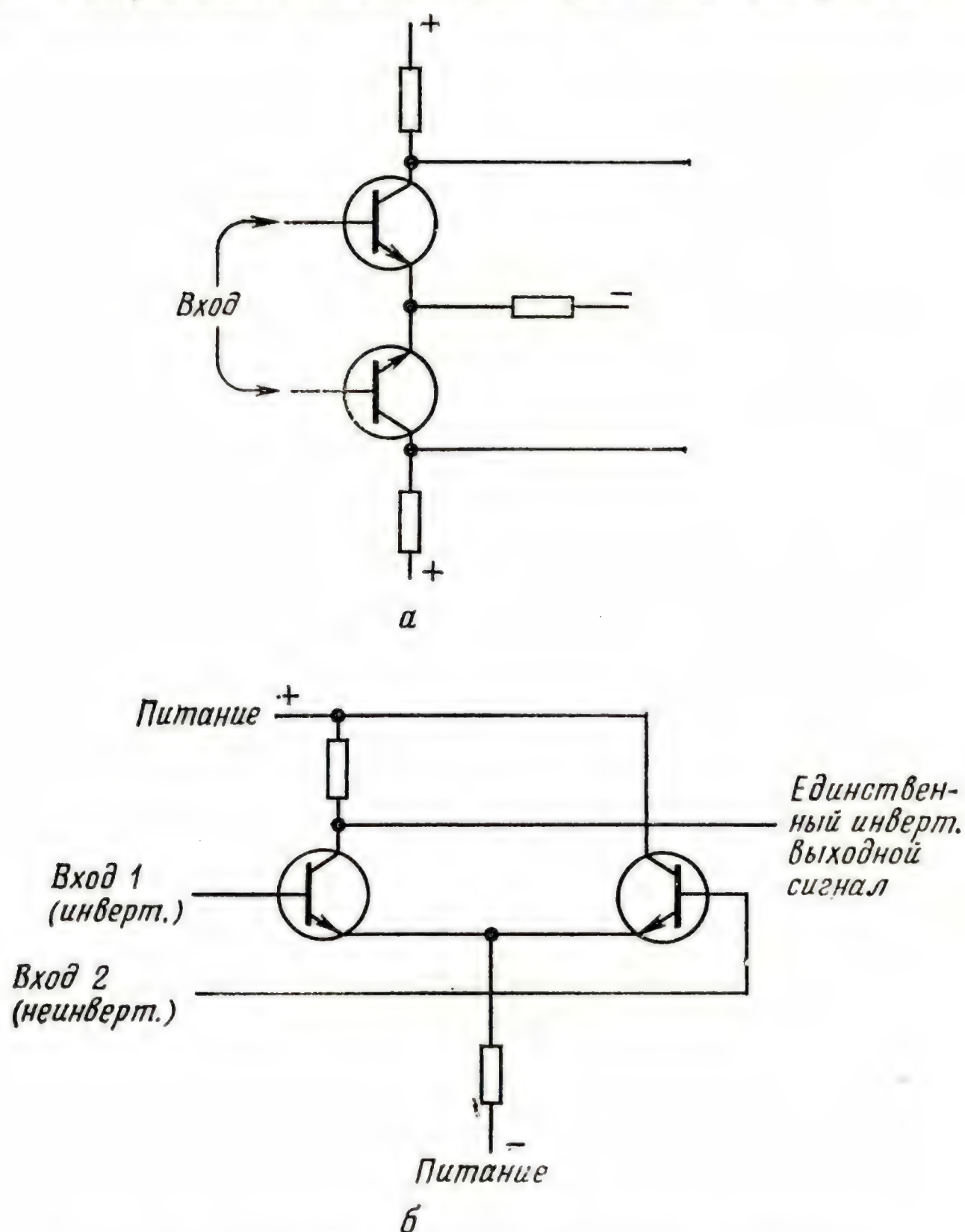


Рис. 1.31. Основной дифференциальный усилитель.
а — основная схема; б — типовая схема.

питания) прикладывается к обеим базам в фазе и с одинаковыми амплитудами переменной составляющей напряжения, поэтому усилитель ведет себя как включенные параллельно транзисторы. Эмиттерный резистор обеспечивает эмиттерную обратную связь, которая снижает коэффициент передачи синфазного сигнала без уменьшения коэффициента усиления разностного сигнала.

Как показано в гл. 9, дифференциальный усилитель используется в качестве входного каскада операционного усилителя. Способность дифференциального усилителя предотвращать попадание синфазного сигнала в разностный характеризуется коэффициентом подавления синфазного сигнала.

1.8.5. Бестрансформаторные усилительные схемы

Два типовых бестрансформаторных усилителя с последовательным выходом, предназначенных для работы в диапазоне звуковых частот, показаны на рис. 1.32. Для одной структуры необходимо наличие двух источников питания, но зато в ней отсутствует подключаемый к нагрузке конденсатор связи. Такая структура обеспечивает лучшую частотную характеристику в области низких частот (вследствие отсутствия конденсатора), но может быть неудобна из-за наличия двух источников питания. Структура же с одним источником питания имеет худшую характеристику в диапазоне низких

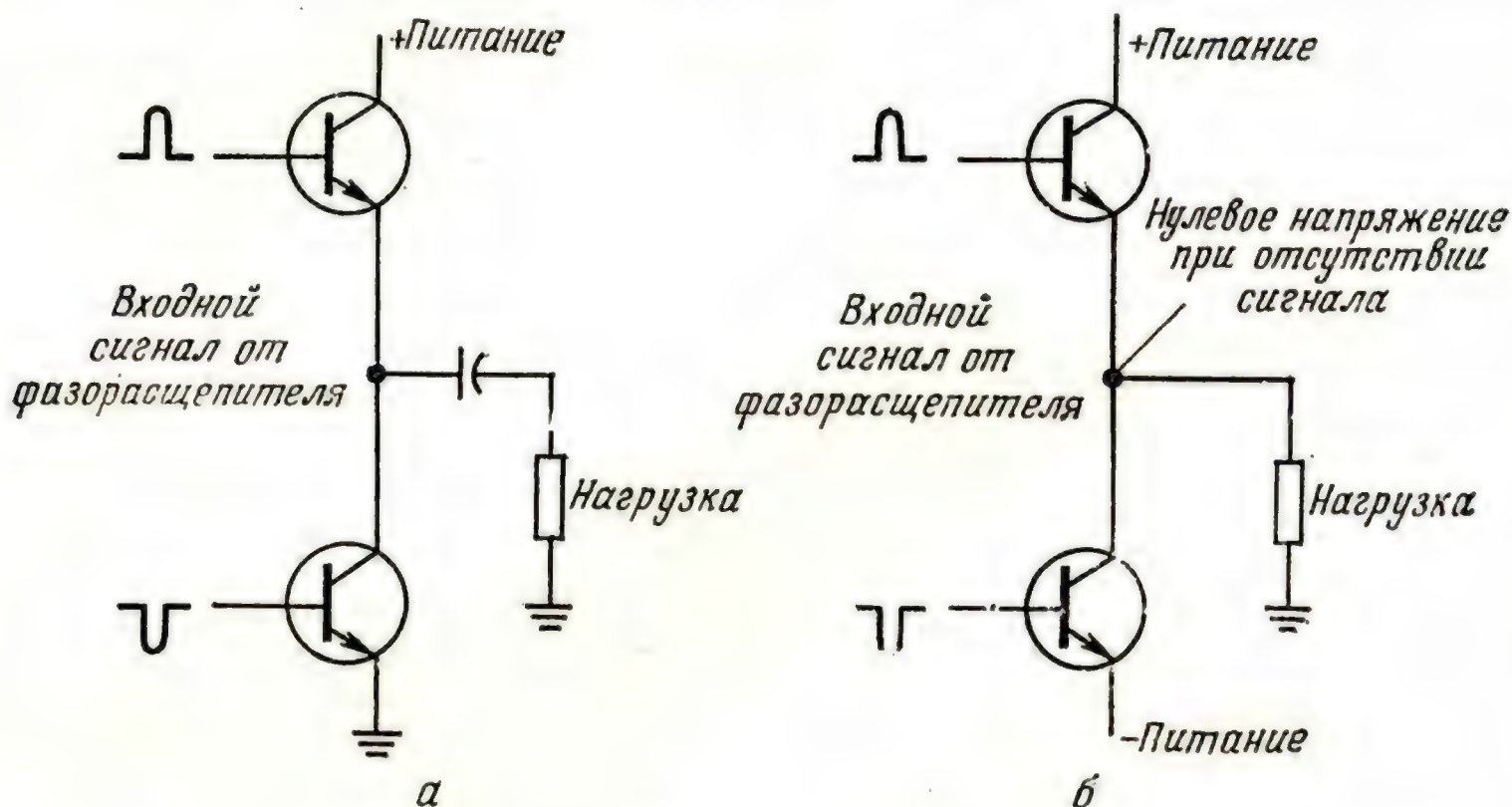


Рис. 1.32. Основные бестрансформаторные усилители.

а — один источник питания; б — два симметричных источника питания.

частот вследствие того, что конденсатор связи образует совместно с сопротивлением нагрузки фильтр верхних частот.

Любой структуре с последовательным выходом присущи два недостатка. Для возбуждения каскада с последовательным выходом необходим фазоинвертор, даже если отсутствует требование по обеспечению усиления. Также может потребоваться дополнительный предоконечный каскад для того, чтобы довести мощность выходного сигнала усилителя напряжения до уровня, требуемого для раскачивания оконечного каскада. Эти проблемы не возникают при использовании какой-либо комплементарной схемы.

1.8.6. Квазикомплементарные усилительные схемы

На рис. 1.33 представлена схема квазикомплементарного оконечного каскада. Схема состоит из составной схемы Дарлингтона на основе $n-p-n$ -транзисторов и составной схемы с непосредственной связью, использующей на входе $p-n-p$ -транзистор, а на выходе $n-p-n$ -транзистор. Оба поступающих на базу сигнала могут быть синфазными (хотя они часто

имеют разный уровень постоянного напряжения), так что фазовращатель необязателен. Например, при изменении сигнала на входе в положительном направлении транзисторы T_1 и T_2 смещаются в прямом направлении. Под этим же воздействием на входе транзистор T_3 смещается в обратном направлении, поскольку он имеет $p-n-p$ -структуру. Это приводит к тому, что изменение сигнала на выходе транзистора

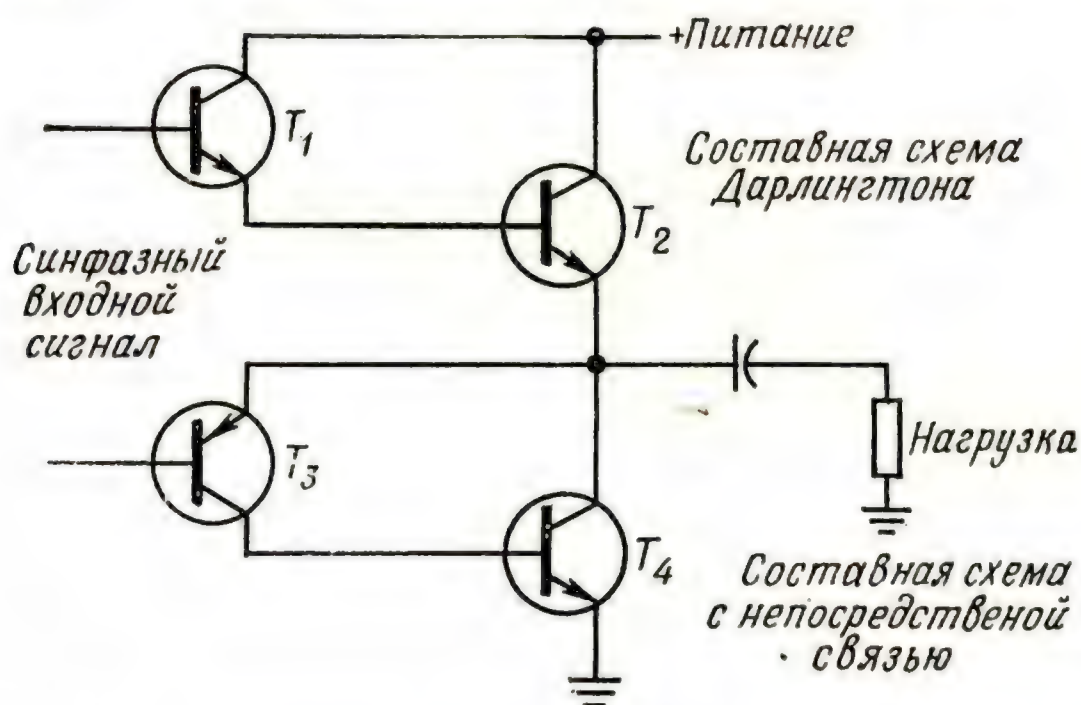


Рис. 1.33. Основной квазикомплементарный усилитель.

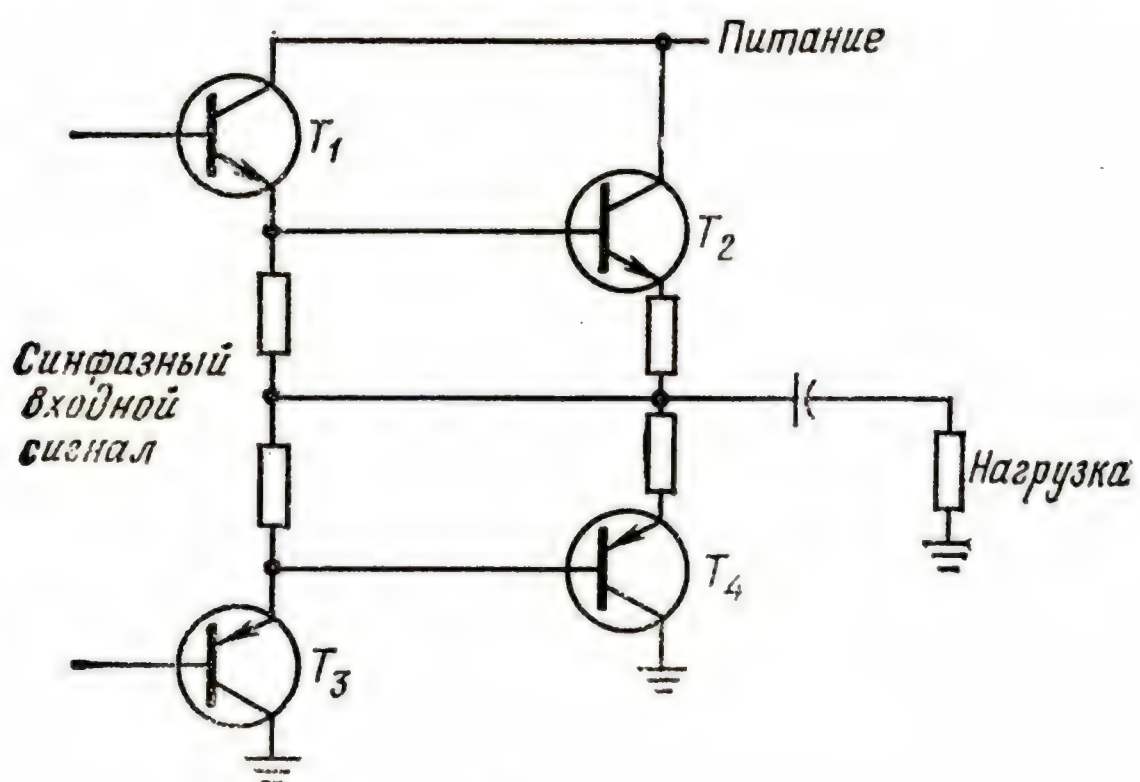
T_3 в отрицательном направлении поступает на $p-n-p$ -транзистор T_4 и смещает его в обратном направлении. При изменении сигнала на базах транзисторов T_1 и T_3 в отрицательном направлении это условие меняется (т. е. транзистор T_3 смещается в обратном направлении, а транзистор T_4 — в прямом).

1.8.7. Комплементарные усилительные схемы

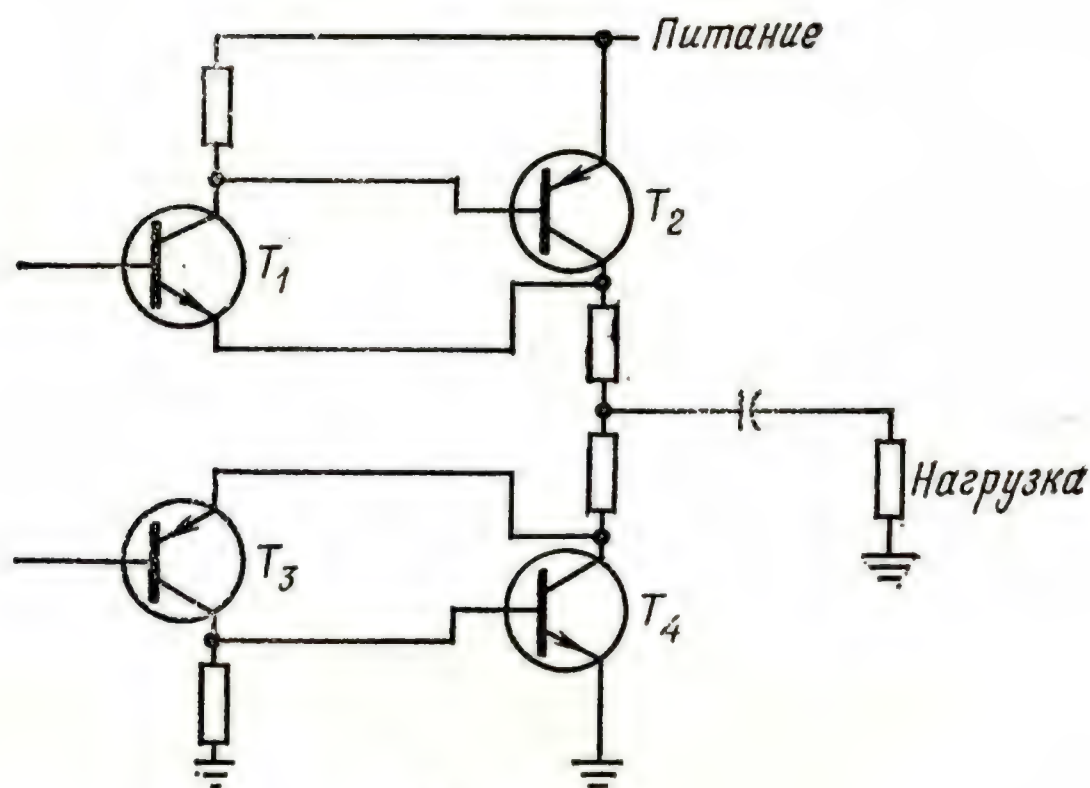
Две разновидности полностью комплементарных оконечных схем показаны на рис. 1.34. Любая из этих схем имеет преимущество по сравнению с квазикомплементарной структурой, так как обе половины схемы идентичны. Это облегчает согласование обеих половин схемы (для положительного и отрицательного сигналов), что позволяет минимизировать искажения, которые возникают вследствие неравных коэффициентов их усиления.

В одной комплементарной схеме используются две составные схемы Дарлингтона. Она также известна как *сдвоенная оконечная схема Дарлингтона* и применяется в тех случаях, когда необходимо обеспечить усиление по мощности. В другой схеме используются две составные схемы с непосредственной связью и применяются для реализации должного коэффициента усиления по напряжению. Для обеих схем не требуется инверсия фазы сигнала. Изменение входного сигнала в положительном направлении смещает транзисторы T_1 и T_2 в прямом направлении, а транзисторы T_3 и T_4 в обратном.

Изменение же входного сигнала в отрицательном направлении дает противоположные результаты. Как и в случае схем с последовательным выходом (разд. 1.8.5), при использовании двух источников питания (одного с положительным, а другого с отрицательным напряжением), можно исключить конденсатор связи с нагрузкой. Задача поиска компромисса



а



б

Рис. 1.34. Основной комплементарный усилитель.

а — оконечный сдвоенный каскад Дарлингтона; б — оконечный каскад с непосредственной связью.

между неудобством применения двух источников питания и улучшением характеристики усилителя в диапазоне низких частот решается при анализе предъявленных к схеме требований. Например, конденсатор с номиналом 2000 мкФ, подключенный к нагрузке 4 Ом (скажем, 4-омный громкоговоритель), создает на частоте 20 Гц затухание приблизительно 3 дБ (т. е. выходной сигнал в 10 В будет снижаться до 7 В).

1.8.8. Вторичный пробой и защита от короткого замыкания

Одна проблема использования любой из оконечных схем связана с тем, что один (или больше) из транзисторов будет работать без нагрузочного сопротивления в цепи коллектора. Вследствие этого коллекторную нагрузку обеспечивает выходная нагрузка. Хотя рабочая нагрузка и представляет собой нагрузку, подобную коллекторному резистору, она имеет одно главное отличие. Эта рабочая нагрузка в любой из оконечных схем не включена последовательно в цепь коллектора, что характерно для нагрузочного резистора в основном усилителе класса А. В простых усилителях класса А (разд. 1.4 и 1.5) нагрузочный резистор коллектора понижает его напряжение при протекании большого тока и повышает его напряжение при незначительном токе. Если бы произошло короткое замыкание в нагрузке, то благодаря значительному току коллекторное напряжение снизилось бы.

В различных схемах с последовательным и комплементарным выходом короткое замыкание в нагрузке вызывает большой ток без снижения напряжения коллектора. Это может привести к выходу из строя транзистора. Следовательно, необходимо предусмотреть какую-нибудь защиту от короткого замыкания для любой из оконечных схем без коллекторного резистора. (К ним относятся большинство низкочастотных схем класса В и АВ, а также схемы диапазона радиочастот класса С, которые рассмотрены в гл. 2.)

Такое разрушение транзистора обычно известно как *вторичный пробой* или *дополнительный пробой* и происходит вследствие резкого увеличения тока коллектора в ограниченной области перехода транзистора. Вторичный пробой обычно предотвращают, ограничивая произведение ток — напряжение коллектора.

1.9. Примеры бестрансформаторных многокаскадных схем усилителей диапазона звуковых частот

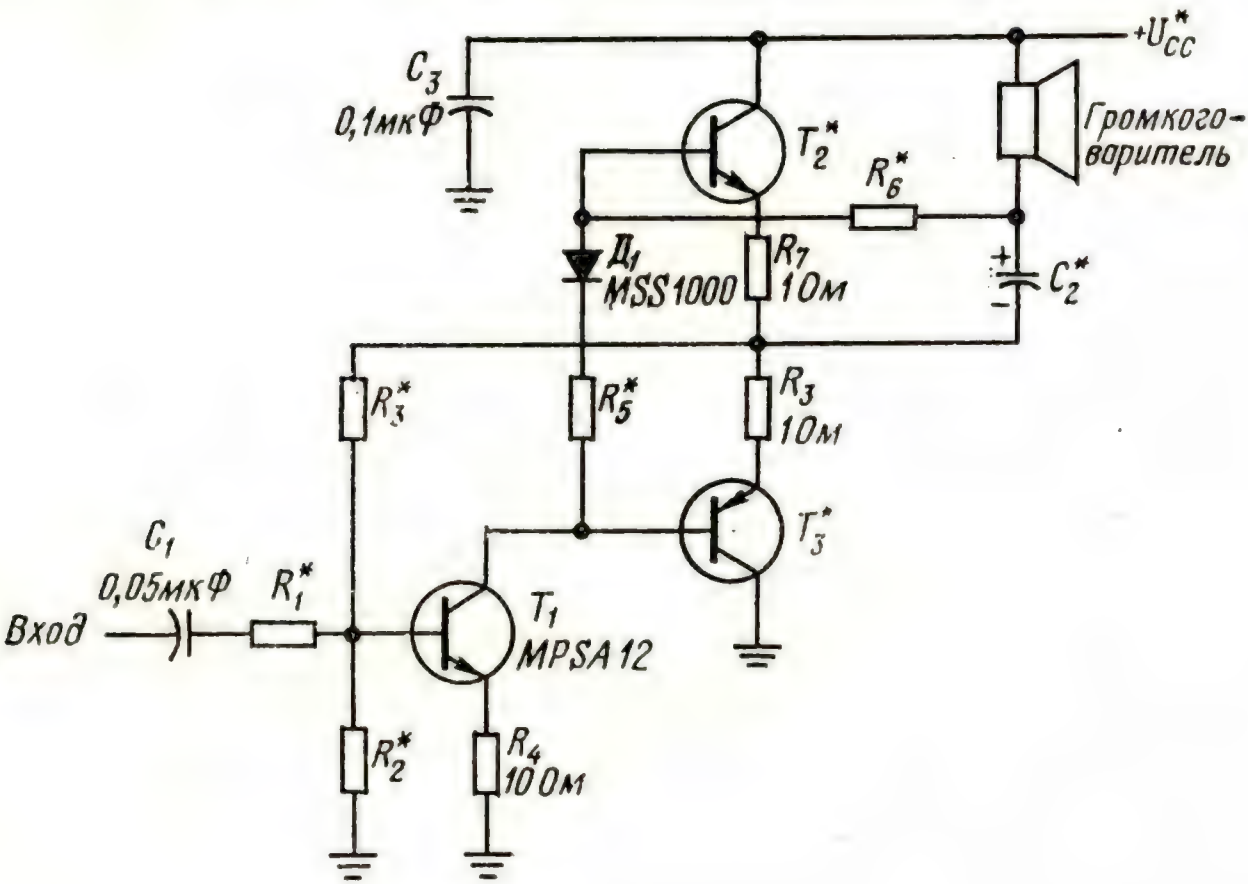
В этом разделе описывается конструкция и работа типовой бестрансформаторной многокаскадной усилительной схемы на пластмассовых транзисторах. Такие транзисторы, используемые в оконечных каскадах маломощных усилителей диапазона звуковых частот, позволяют улучшить рабочие характеристики схемы при минимальных затратах. Фирма Motorola Semiconductor Products, Inc. разработала некоторые типы таких транзисторов, а также схемы комплементарно-симметричных усилителей, которые позволяют полностью реализовать достоинства характеристик таких транзисторов.

Приводимую здесь схему можно реализовать, используя номиналы элементов и напряжения источника питания, которые приведены в соответствующих разделах таблиц. Однако

эта схема является достаточно гибкой и может служить в качестве отправной точки при проектировании аналогичных схем. С тем чтобы полностью использовать достоинства этой схемы, помимо ее конфигурации и набора таблиц приводятся дополнительные указания, которые объясняют, почему и как эта схема функционирует.

1.9.1. Усилитель на трех транзисторах

Изображенная на рис. 1.35 основная схема на трех транзисторах может обеспечить выходной сигнал мощностью 2 Вт при приемлемых номиналах элементов и напряжениях источника питания. В табл. 1 на рис. 1.35 показаны рабочие характеристики различных вариантов этой схемы. В табл. 2



Перечень параметров

№	Характеристики громкоговорителя				
	1 Вт, 8 Ом	1 Вт, 16 Ом	1 Вт, 40 Ом	2 Вт, 16 Ом	2 Вт, 8 Ом
U_{CC}	12 В	14 В	20 В	18 В	15 В
R_1	560 кОм	680 кОм	820 кОм	560 кОм	680 кОм
R_2	560 кОм	560 кОм	750 кОм	470 кОм	560 кОм
R_3	2,2 МОм	2,7 МОм	5,6 МОм	3,3 МОм	2,7 МОм
R_5	27 Ом	27 Ом	33 Ом	22 Ом	12 Ом
R_6	560 Ом	820 Ом	1 кОм	220 Ом	200 Ом
C_2	250 мкФ	150 мкФ	100 мкФ	150 мкФ	250 мкФ
T_2	MPS6560	MPS6561	MPSA05	MPS6560	MPSU01 (одноваттный)
T_3	MPS6562	MPS6563	MPSA55	MPS6562	MPSU51 (одноваттный)

Таблица 1. Рабочие характеристики

Рабочие параметры	1 Вт, 8 Ом	1 Вт, 16 Ом	1 Вт, 40 Ом	2 Вт, 16 Ом	2 Вт, 8 Ом
Чувствительность при номинальной $P_{\text{вых}}$	0,8 В	1,15 В	0,82 В	1,2 В	1,4 В
Входной ток при номи- нальной $P_{\text{вых}}$	160 мА	110 мА	70 мА	180 мА	240 мА
Ток холостого хода	9 мА	8 мА	9 мА	10 мА	17 мА
Входное полное сопро- тивление	560 кОм	680 кОм	920 кОм	560 кОм	680 кОм
Приближенное значе- ние частоты среза в об- ласти высоких частот	20 кГц	13 кГц	10 кГц	14 кГц	13 кГц

Таблица 2. Рабочие характеристики при различных
полных сопротивлениях

Вид усилителя	$P_{\text{вых}}$ Вт	Среднее значение постоянного тока при нагрузке 16 Ом, мА	$P_{\text{вых}}$ Вт	Среднее значение постоянного тока при нагрузке 40 Ом, мА
1 Вт, 8 Ом	0,8	110	0,35	60
1 Вт, 16 Ом	1	110	0,65	70
2 Вт, 8 Ом	1	110	0,65	70
2 Вт, 16 Ом	2	180	1,1	90

Рис. 1 35. Усилитель на трех транзисторах.

построчно указаны выходные мощности для каждого из ва-
риантов, работающих при высоких полных сопротивлениях
нагрузки. Следующие указания по проектированию пригодны
для всех вариантов изображенной на рис. 1.35 схемы.

Напряжение источника питания. Напряжение источника
питания $U_{\text{сс}}$ выбирается исходя из обеспечения необходимого
размаха напряжения сигнала на громкоговорителе. Напря-
жение $U_{\text{сс}}$ должно быть достаточным для того, чтобы ском-
пенсировать потери в транзисторах и соответствующих узлах
схемы.

Напряжение центральной точки. Напряжение центральной
точки (или напряжение между эмиттерными резисторами R_7
и R_8) должно составлять половину напряжения источника пи-
тания с тем, чтобы обеспечить максимальный размах сигнала
на громкоговорителе.

*Коэффициент усиления при замкнутой петле обратной
связи.* Коэффициент усиления при замкнутой петле обратной

связи по переменному току изображенной на рис. 1.35 схемы задается отношением резисторов R_3 и R_1 . Условие работы схемы по постоянному току определяет номинал резистора R_3 . Входное полное сопротивление схемы приблизительно равно R_1 .

Переходное искажение. Для компенсации переходного искажения, которое наиболее ощутимо при низких уровнях сигналов, выходные транзисторы смещаются в прямом направлении, что приводит к небольшому току «холостого хода» через их коллекторы. (Такой режим аналогичен работе в классе АВ, который описан в разд. 1.4.3 и 1.10.) В приведенной на рис. 1.35 схеме этот ток холостого хода обеспечивается падением напряжения на смещенном в прямом направлении диоде D_1 и резисторе R_5 .

Тепловое неуправляемое возрастание мощности. Нагревание выходных транзисторов вследствие рассеивания мощности сигнала и повышенной окружающей температуры может привести к увеличению тока холостого хода, что в свою очередь может вызвать тепловое неуправляемое возрастание мощности сигнала. Для тех, кто не знаком с этим эффектом, приведем его краткое описание. При прохождении тока через переход транзистора выделяется теплота. Если она не рассеивается каким-либо способом, то температура перехода повышается. Это в свою очередь вызывает увеличение протекающего через переход тока, даже если напряжение, номиналы элементов схемы и т. д. не изменяются. Это еще больше повышает температуру перехода при соответствующем увеличении протекающего тока. Если выделяемое количество тепла не рассеивается должным образом, то транзистор будет перегреваться и выйдет из строя.

Следует отметить, что эмиттерный резистор, который описан в схемах смещения (разд. 1.1), используется для предотвращения такого теплового неуправляемого возрастания мощности. (Повышение тока через цепь эмиттер — коллектор увеличивает падение напряжения на эмиттерном резисторе. Это приводит к увеличению обратного смещения.) В приведенной на рис. 1.35 схеме тепловое неуправляемое возрастание мощности предотвращается с помощью диода D_1 , имеющего напряжение смещения с компенсирующим температурным коэффициентом, что позволяет снизить ток холостого хода до безопасного значения. Этот диод D_1 крепится рядом с выходными транзисторами таким образом, что переход база — эмиттер и диод находятся при одинаковой температуре. Следовательно, падения напряжения на диоде D_1 и на переходе база — эмиттер являются одинаковыми и остаются таковыми при изменениях температуры (аналогично описанной в разд. 1.1.8 цепи смещения D).

Частотная характеристика. Точка среза характеристики в области высоких частот изображенной на рис. 1.35 схемы

определяется из следующего соотношения:

$$\text{Частота среза ВЧ} = 1/(6,28 \times R_{\text{вх}} \times C_{\text{вх}}),$$

где $R_{\text{вх}}$ задается сопротивлением R_1 , а $C_{\text{вх}}$ представляет собой входную емкость транзистора T_1 . Как правило, значение этой частоты среза лежит в пределах от 10 до 20 кГц в зависимости от используемой разновидности схемы. Точка среза в области низких частот определяется последовательным соединением входного полного сопротивления схемы и конденсатора C_1 , а также полного сопротивления громкоговорителя и конденсатора C_2 . Приближенное значение этой частоты среза можно оценить исходя из приведенных в разд. 1.2 уравнений. Шунтирующий конденсатор C_3 подключается между точкой $U_{\text{сс}}$ и земляной шиной для предотвращения возбуждения схемы, вызываемого мощными скачками тока в проводах подключения источника питания.

Заземление громкоговорителя. В некоторых системах представляется целесообразным заземлить «холодный» конец громкоговорителя вместо того, чтобы подключать

его к источнику питания. Это осуществляется, как показано на приведенной на рис. 1.36 альтернативной схеме. Положительная полуволна питающего транзистор T_2 тока поступает через резистор R_6 . Предположим, что конденсатор C_4 отсутствует, тогда очевидно, что падение напряжения на резисторе R_6 будет уменьшаться по мере того, как выходной сигнал становится все более положительным, следовательно, уменьшается ток транзистора T_2 . Это приводит к ограничению сигнала в точке с напряжением, несколько меньшим $U_{\text{сс}}$.

В исходной схеме (рис. 1.35) выходной конденсатор C_2 заряжается до половины напряжения $U_{\text{сс}}$. Когда выходное напряжение достигает значения $U_{\text{сс}}$, напряжение на конденсаторе C_2 со стороны нагрузки в 1,5 раза больше $U_{\text{сс}}$. Этот «сверхзаряд» постоянного тока позволяет полностью подводить ток к транзистору T_2 на положительном размахе выходного сигнала. В альтернативной схеме (рис. 1.36) конденсатор C_4 дает аналогичный эффект.

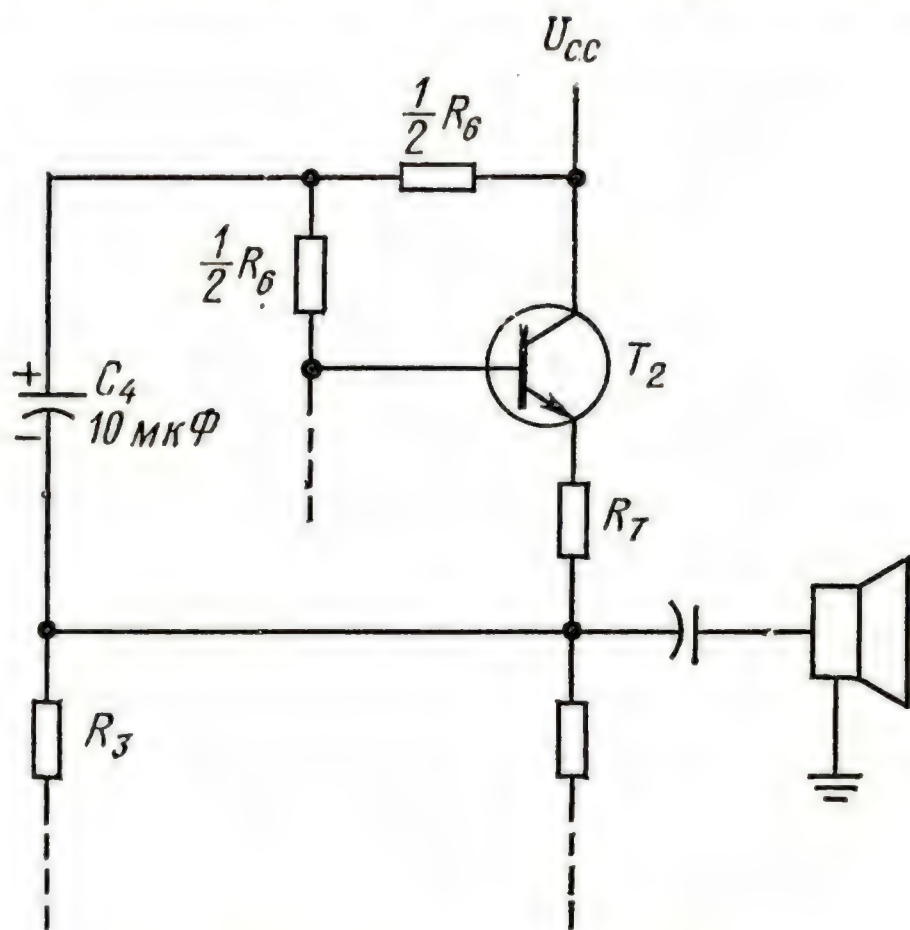


Рис. 1.36. Альтернативная схема при заземлении громкоговорителя.

1.10. Многокаскадные усилители на биполярных транзисторах с трансформаторной связью

Усилительные схемы диапазона звуковых частот можно соединять с помощью трансформаторов. Трансформаторы с железным сердечником используются в каскадах звуковых частот, в частности когда требуется обеспечить усиление по мощности. Как и при других способах соединения, трансформаторам свойственны определенные преимущества, но присущи и некоторые недостатки. На основе предъявленных конструктивных требований можно выбрать компромиссное решение.

1.10.1. Анализ схемы

Классическая рабочая трансформаторная схема усилителя диапазона звуковых частот приведена на рис. 1.37. Эта схема состоит из входного или предоконечного каскада класса А и оконечного двухтактного каскада класса В. Каскад класса А обеспечивает как усиление по напряжению, так и по мощности с тем, чтобы довести слабый входной сигнал до уровня, пригодного для раскачивания мощного выходного каскада класса В.

Исходя из заданных требований каскад класса А может реализовываться и с трансформаторной, и с RC -связью на входе. Трансформаторная связь на входе используется в тех случаях, когда при проектировании должны учитываться задачи согласования полных сопротивлений. Входной каскад класса А может получать сигнал непосредственно от источника сигнала или при очень низких уровнях сигналов может использоваться совместно с предварительным усилителем. При необходимости применяется усилитель с высоким значением коэффициента усиления по напряжению.

Выходной двухтактный каскад может работать как усилитель класса В, т. е. транзисторы работают в режиме отсечки, когда получают коллекторный ток только при наличии входного сигнала. Класс В представляет собой наиболее эффективный рабочий режим для усилителей диапазона звуковых частот, поскольку он потребляет наименьший ток (и никакого тока при отсутствии сигнала). Однако работа в чистом классе В может привести к появлению переходного искажения, как было показано в разд. 1.4.

Влияние переходного искажения можно проанализировать путем сравнения формы входного и выходного сигналов (рис. 1.38). При работе в чистом классе В транзистор остается в отсечке при очень низких уровнях входных сигналов (поскольку транзисторы имеют небольшой коэффициент усиления по току в области точки отсечки) и резко включается при большом сигнале. Как следует из рис. 1.38, прово-

димостъ отсутствует в том случае, когда напряжение база — эмиттер U_{BE} становится меньше 0,65 В (для кремниевых транзисторов). В течение мгновенного перерыва, когда один транзистор прекращает проводить ток, а другой только начинает, форма выходного сигнала искажается. Искажения самого сигнала связаны не только с отрицательным влиянием

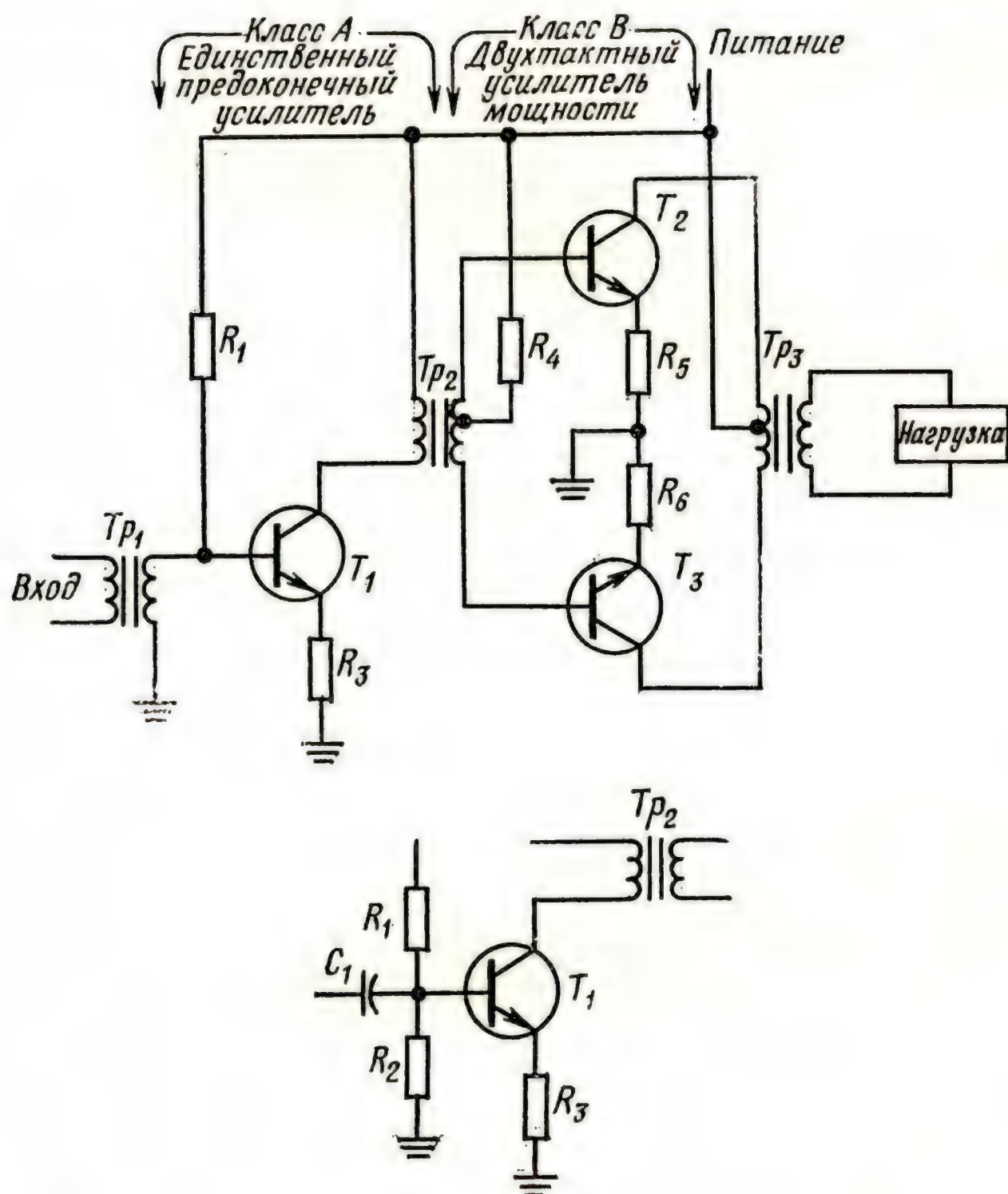
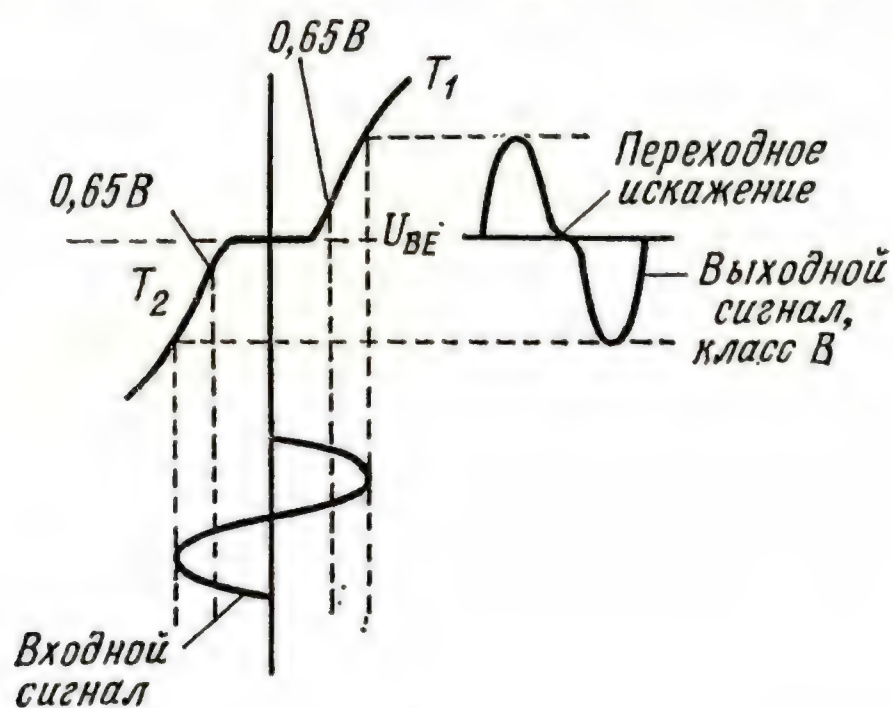


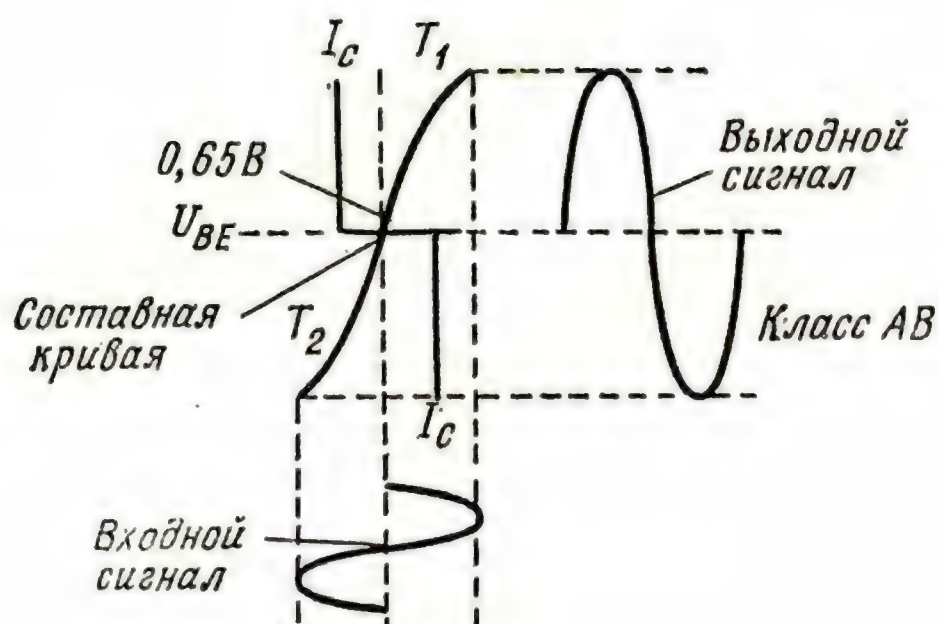
Рис. 1.37. Усилитель диапазона звуковых частот с трансформаторной связью. Внизу показан альтернативный предоконечный усилитель с RC -входом.

переходного искажения. Мгновенная отсечка коллекторного тока может привести к большим скачкам напряжения, которые в несколько раз превышают напряжение источника питания. Это может привести к разрушению транзистора. Имеется возможность свести к минимуму это переходное искажение, используя работу выходного каскада в классе АВ (или где-то между классами В и АВ), т. е. сами транзисторы смещены в прямом направлении таким образом, чтобы в режиме покоя протекал небольшой коллекторный ток. При наименьших уровнях сигнала протекает некоторый ток коллектора и, следовательно, отсутствует резкое изменение коэффи-

циента усиления по току. Результаты такого смещения транзисторов представлены на рис. 1.38, б. Объединенные коллекторные токи приводят к *составной кривой*, которая близка к линейной в этой переходной точке. В этом случае формируется выходной сигнал, являющийся точной копией входного сигнала по крайней мере до тех пор, пока переходная точка



а



б

Рис. 1.38. Влияние переходного искажения и его устранение с помощью прямого смещения перехода база — эмиттер.

представляет интерес. Конечно же класс АВ является менее эффективным по сравнению с классом В, поскольку необходимо обеспечивать большее значение тока.

Некоторые разработчики используют альтернативный метод минимизации переходного искажения. Этот метод основан на применении сдвигающих диодов, включенных последовательно с подводящими проводами коллектора и эмиттера транзисторов, работающих в двухтактном включении. Поскольку напряжение должно достигать определенного значения (как правило, 0,65 В для кремниевых диодов) перед тем, как диоды начинают проводить, кривая коллекторного тока в переходной точке скругляется (не имеет излома).

Пробой при коротком замыкании. Другая проблема в трансформаторных схемах усилителей диапазона звуковых частот связана с опасностью короткого замыкания в нагрузке, приводящего к одновременному чрезмерному увеличению напряжения и тока коллектора транзистора. На обмотке трансформатора, включенной в коллекторную цепь транзистора, существует очень незначительное падение напряжения (по сравнению с падением напряжения на нагрузке в усилителях с RC -связью). Если на выходе происходит короткое замыкание (скажем, вследствие замыкания в нагрузке), то оно вызывает протекание значительного тока и транзистор может выйти из строя, как было показано в разд. 1.8.8.

Перегрузки, вызываемые громкоговорителем. Системы громкоговорителей могут проявлять емкостные и индуктивные свойства, а также и резистивные. Выдаваемые усилителем ток и напряжение при реактивной нагрузке оказываются, следовательно, сдвинутыми по фазе. Обычным является фазовый сдвиг в 60° . При таком фазовом сдвиге на выходном транзисторе могут появиться одновременно половина питающего напряжения и весь ток нагрузки либо полное напряжение источника питания и половина коллекторного тока в зависимости от реактивного сопротивления нагрузки (емкостной или индуктивной). Если транзистор не сможет рассеять результирующую мощность, то это приводит к его пробое. Если же громкоговоритель вследствие каких-либо причин отключается от усилителя, то в трансформаторе не происходит передача мощности из первичной обмотки во вторичную. В этих условиях к выходу транзистора прикладывается полное напряжение и большая часть тока, что в свою очередь также может привести к пробое транзистора.

РАДИОЧАСТОТНЫЕ СХЕМЫ

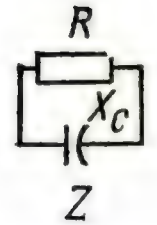
Эта глава посвящена схемам, работающим в диапазоне радиочастот (РЧ). Сюда относятся резонансные цепи, пере-страиваемые усилители, схемы на варикапах, усилители на-пряжения, смесители и гетеродины (конверторы), схемы АРГ-АРУ, детекторы РЧ, усилители мощности и умножители частоты.

2.1. Резонансные цепи радиочастотных усилителей

Основу усилительных схем диапазона радиочастот состав-ляют резонансные цепи (колебательные контуры), состоящие из конденсатора и катушки (индуктивности), которые соеди-няются последовательно или параллельно, как показано на рис. 2.1. На резонансной частоте индуктивное и емкостное реактивные сопротивления равны, и эта цепь создает высо-кое полное сопротивление (если это параллельная цепь) или низкое (если это последовательная цепь). В любом случае такое соединение емкости и индуктивности характеризуется некоторой резонансной частотой.

Емкость или индуктивность (или обе сразу) можно сде-лать переменными, что позволяет проводить настройку самой резонансной цепи в заданном диапазоне частот. При пере-менной индуктивности цепь обычно настраивается с помощью металлического сердечника (как правило, из порошкового железа), вводимого внутрь катушки. Металлический сердеч-ник имеет шлиц под отвертку, что позволяет изменять индук-тивность (и, следовательно, индуктивное реактивное сопро-тивление) надлежащим образом. Типовые радиочастотные схемы используются в приемниках (АМ, ЧМ, связных и т. д.) и часто включают в себя две резонансные цепи, формируемые с помощью трансформатора (трансформатор высоких или промежуточных частот и т. д.). Или емкость, или индуктив-ность может быть переменной. В случае же передающих схем диапазона радиочастот иногда необходимо обеспечить воз-можность включения части катушки резонансной цепи. Это обусловлено иногда тем, что не всегда имеются в на-личии готовые катушки заданной индуктивности и га-баритов.

Емкостное сопротивление

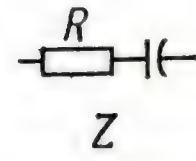


$$Z = \frac{RX_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}, \quad Q = \frac{R}{X_C}$$

параллельное

$$X_C = \frac{159}{F (\text{кГц}) \times C (\text{мкФ})}$$

$$F (\text{кГц}) = \frac{159}{X_C \times C (\text{мкФ})}$$

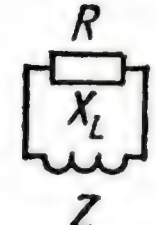


$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}, \quad Q = \frac{X_C}{R}$$

последовательное

$$C (\text{мкФ}) = \frac{159}{F (\text{кГц}) \times X_C}$$

Индуктивное реактивное сопротивление

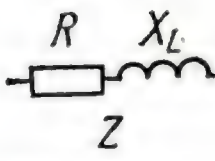


$$Z = \frac{RX_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}, \quad Q = \frac{R}{X_L}$$

параллельное

$$X_L = 6,28 \times F (\text{кГц}) \times L (\text{мГн})$$

$$F = X_L / 6,28L$$

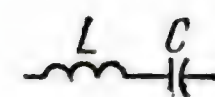


$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}, \quad Q = \frac{X_L}{R}$$

последовательное

$$L = X_L / 6,28F$$

Полное сопротивление и резонанс

 Последовательное (нулевое полное сопротивление)

 Параллельное (бесконечное полное сопротивление ¹⁾)

$$F (\text{кГц}) = \frac{159}{\sqrt{L (\text{мкГн}) \times C (\text{мкФ})}}$$

$$C (\text{мкФ}) = \frac{2,54 \times 10^4}{F (\text{кГц})^2 \times L (\text{мкГн})}$$

$$L (\text{мкГн}) = \frac{2,54 \times 10^4}{F (\text{кГц})^2 \times C (\text{мкФ})}$$

¹⁾ При добротности цепи выше 10.

Рис. 2.1. Уравнения резонансных цепей.

2.1.1. Основы расчета резонансных цепей

Двумя наиболее важными характеристиками резонансных цепей диапазона радиочастот являются *резонансная частота* и добротность Q (*показатель качества*).

Резонансная частота. На рис. 2.1 представлены уравнения, описывающие соотношения между емкостью, индуктивностью, реактивным сопротивлением и частотой в резонансных цепях. Следует отметить, что существует три набора уравнений. Два из них включают реактивное сопротивление (индуктивное и емкостное), а в третьем наборе реактивное сопротивление опускается. Причина использования этих трех наборов уравнений состоит в том, что в некоторых методах расчета требуется вычислить реактивное сопротивление резонансных цепей. Подходящим примером служат схемы полупроводниковых передатчиков диапазона радиочастот.

Добротность и избирательность. Резонансная цепь также характеризуется добротностью, которая непосредственно связана с избирательностью самой схемы и зависит от отношения ее реактивного и активного сопротивлений. Если резонансная цепь обладает чисто реактивным сопротивлением, то ее добротность высока (теоретически бесконечна). Однако это нереальная ситуация. Например, все катушки и подводящие провода всех конденсаторов имеют некоторое активное сопротивление. При увеличении частоты сигнала сопротивление переменному току, создаваемое подводящими проводами, увеличивается из-за поверхностного эффекта. Все эти сопротивления обычно объединяют в одно и рассматривают как резистор, подключенный последовательно или параллельно самой резонансной цепи. Такое общее активное, как правило, сопротивление называется *эффективным* сопротивлением, и его не следует путать с реактивным сопротивлением.

Добротность Q резонансной цепи зависит от индивидуальных добротностей используемых в ней индуктивности и емкости. Например, если индуктивность и емкость характеризуются высокими значениями добротности, то и цепь будет обладать высокой добротностью. Это обеспечивается тем, что при формировании из индуктивности и емкости резонансной цепи получается минимальное активное сопротивление. Обычно добротность Q определяется по точкам, расположенным по обе стороны от резонансной частоты, а именно там, где значение сигнала снижается до 0,707 от его максимального резонансного значения, как изображено на рис. 2.2. Следует отметить, что резонансная цепь с высокой добротностью характеризуется крутой резонансной кривой (узкая ширина полосы пропускания) в то время, как низкому значению добротности Q соответствует широкая резонансная кривая (широкая полоса пропускания). Например, высокодобротная резонансная цепь обеспечивает хорошее подавление гармони-

ческих составляющих сигнала (пропускает только основную частоту) и является в этом смысле более эффективной по сравнению с низкодобротной, остальные же их параметры

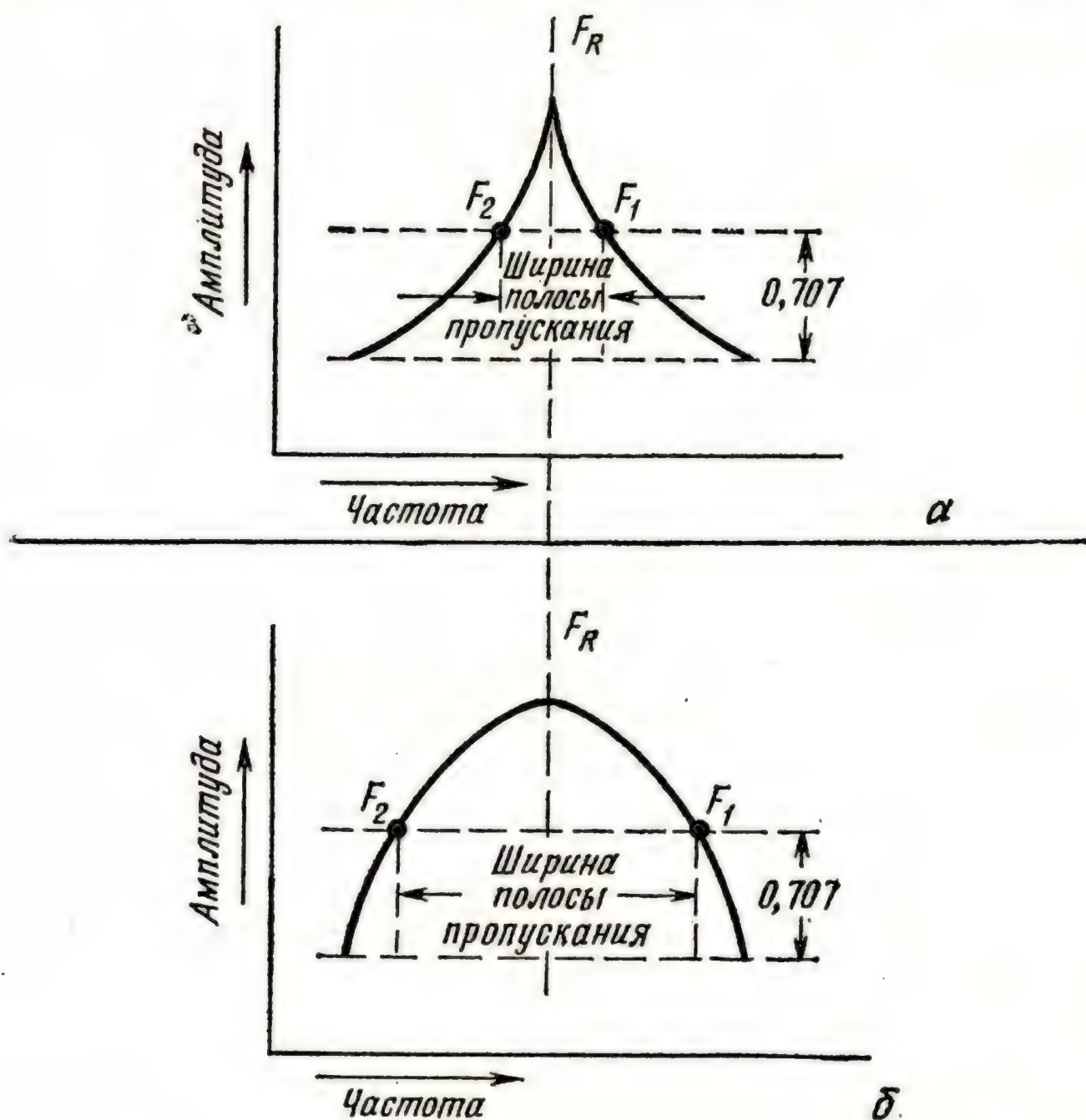


Рис. 2.2. Соотношение между добротностью, шириной полосы пропускания и избирательностью.

a — высокая добротность Q , высокая избирательность, узкая ширина полосы пропускания; F_R — резонансная частота; $б$ — низкая добротность Q , низкая избирательность, широкая полоса пропускания; F_R — резонансная частота, $Q \approx F_R/(F_1 - F_2)$.

одинаковые. Следовательно, избирательность резонансной цепи непосредственно связана с ее добротностью.

Очень высокая добротность Q (или высокая избирательность) не всегда желательна. В некоторых применениях необходимо в резонансную цепь вводить активное сопротивление с тем, чтобы расширить ее характеристику (т. е. увеличить ширину полосы пропускания и уменьшить избирательность). В качестве примера можно привести демпфирующий резистор в видеоусилителе, который используется вместе с обостряющей характеристикой катушкой. Если заданная ширина полосы пропускания должна сохраняться постоянной, а резонансную частоту необходимо увеличить, то требуется также повысить и добротность Q . Например, если резонансная частота составляет 30 мГц при ширине полосы пропускания 3 мГц, то добротность равна 10. Если же эта резонансная частота увели-

чивается до 54 мГц при той же ширине полосы пропускания (3 мГц), то требуемая добротность составит 18. Аналогичным образом необходимо снижать добротность Q с тем, чтобы увеличить ширину полосы пропускания при обеспечении той же самой резонансной частоты.

2.1.2. Основы расчета радиочастотных катушек

На рис. 2.3 представлены уравнения, необходимые для расчета собственной индуктивности (самоиндукции) однослойной катушки без сердечника. Такой тип катушки является

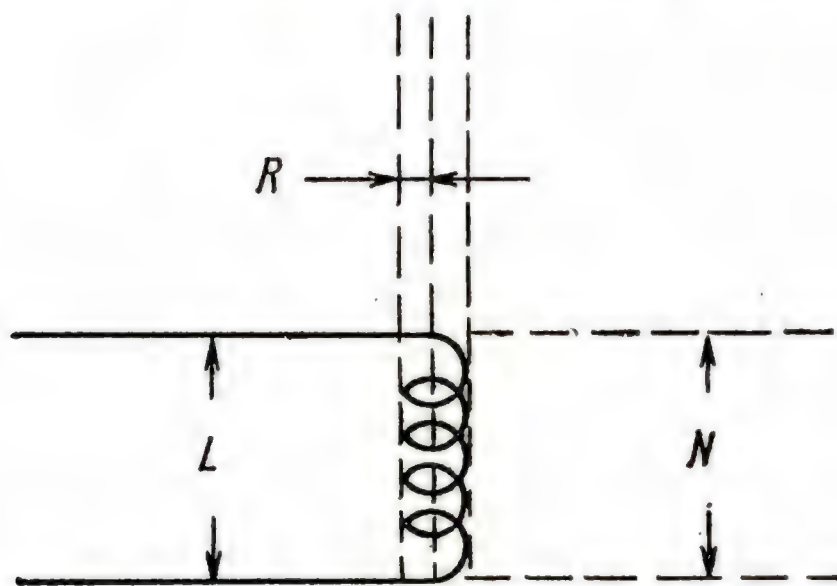


Рис. 2.3. Расчет индуктивности однослойной катушки без сердечника.

R — радиус катушки, мм; L — длина намотки, мм; N — число витков в катушке; индуктивность (мкГн) $\approx [(RN^2)/(9R + 10L)] \times 25,4$, когда $L = 0,8 \times R$ или $R/L = 1,25$; $N \approx \sqrt{\text{индуктивность (мкГн)}/1,5R}$; индуктивность (мкГн) $\approx [(RN^2)/17R] \times 25,4$.

наиболее эффективным (максимальная индуктивность при минимальных физических габаритах), когда отношение радиуса катушки к ее длине составляет 1,25, или, что аналогично, ее длина составляет 0,8 радиуса. Эти уравнения (рис. 2.3) являются только приближенными выражениями и не учитывают такие параметры, как неравномерность намотки, промежутки между витками и т. д. На практике же эти уравнения используются для нахождения ориентировочного числа витков (при заданной индуктивности), а затем при необходимости можно растянуть или сжать витки для получения точного номинала индуктивности (при измерении ее на индуктивном мосте).

2.2. Типы перестраиваемых усилителей

Существуют три основных типа перестраиваемых усилителей диапазона радиочастот, а именно: усилители напряжения, усилители мощности и умножители частоты. Далее, имеются два основных метода, с помощью которых в перестраиваемых схемах согласуются полные сопротивления транзисторов и источника сигнала и нагрузки. Один из методов основывается на использовании комбинации катушек и кон-

денсаторов, которая настраивается таким образом, чтобы осуществлялась компенсация имеющихся различий этих полных сопротивлений. Другой же метод согласования полных сопротивлений предполагает наличие отводов от катушки колебательного контура.

2.2.1. Перестраиваемые усилители напряжения

Представленная на рис. 2.4 схема соответствует одному из типовых радиочастотных узкополосных усилителей, которые находят применение в радиовещательных и связных приемниках. Она состоит из одного перестраиваемого каскада

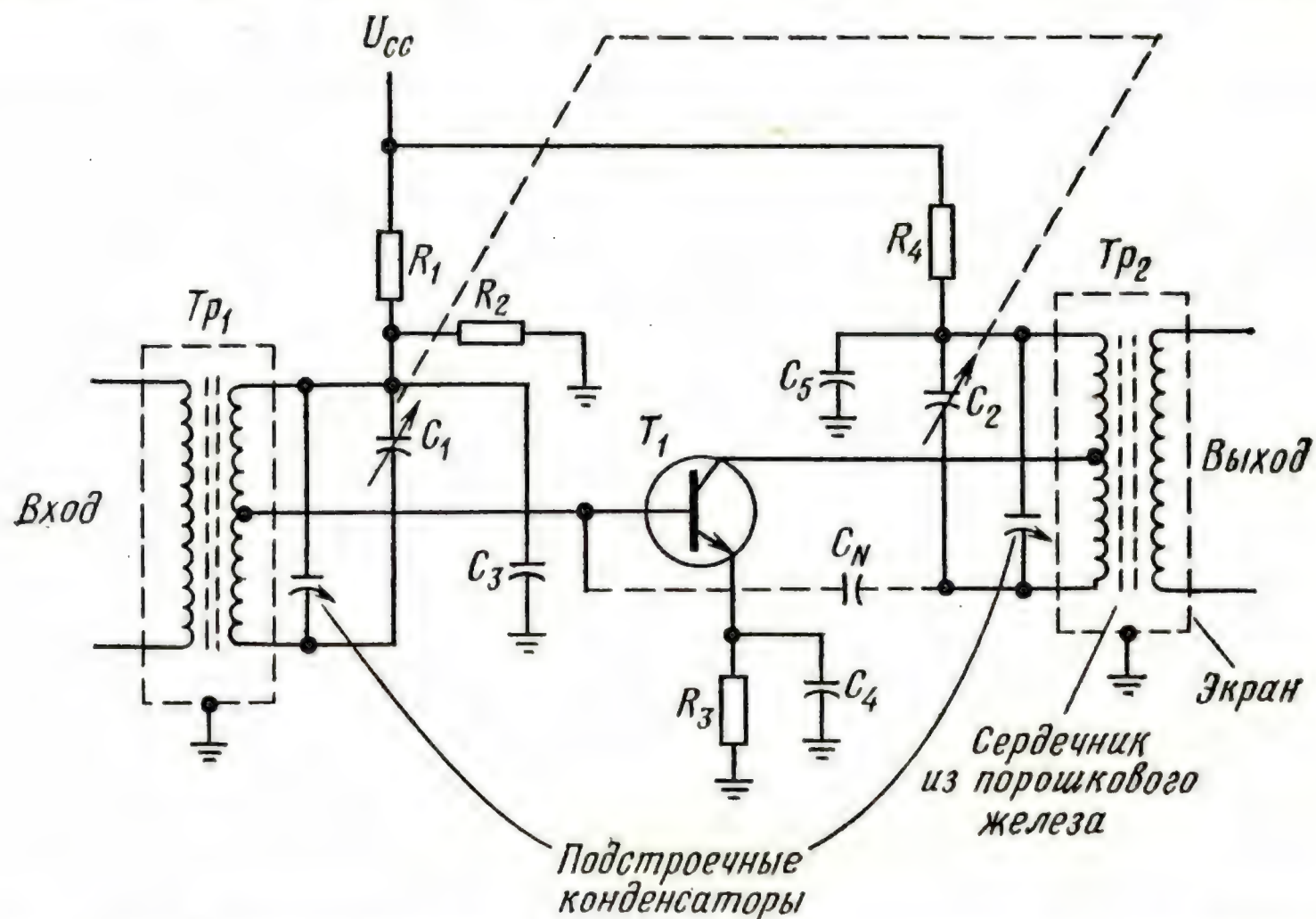


Рис. 2.4. Перестраиваемый радиочастотный усилитель напряжения.

усиления напряжения. Входной сигнал поступает на транзистор с настраиваемого радиочастотного трансформатора, а выходной сигнал снимается с аналогичного устройства. Трансформаторы Tr_1 и Tr_2 представляют собой соответственно входной и выходной трансформаторы. Вторичная обмотка трансформатора Tr_1 настраивается в резонанс с частотой приходящего сигнала конденсатором C_1 . Первичная обмотка трансформатора Tr_2 настраивается на ту же частоту соответственно конденсатором C_2 .

На резонансной частоте вторичная обмотка трансформатора Tr_1 и конденсатор C_1 образуют параллельную резонансную цепь, так же как и первичная обмотка трансформатора Tr_2 и конденсатор C_2 . Такая параллельная резонансная цепь создает очень высокое полное сопротивление для сигналов резонансной частоты, на других же частотах — низкое. Следовательно, если конденсатор C_1 регулируется с тем, чтобы

обеспечить соответствующую настройку в резонанс вторичной обмотки трансформатора Tr_1 на частоте требуемого сигнала, то на этой резонансной цепи (и на базе транзистора) такому сигналу соответствует достаточно большое напряжение. Для сигналов других частот это напряжение будет ниже.

Если аналогичным образом регулируется конденсатор C_2 для настройки резонанса первичной обмотки трансформатора Tr_2 на частоту требуемого сигнала, то эта резонансная цепь будет обеспечивать для сигналов этой частоты высокое полное сопротивление и относительно низкое — для других частот. Резонансная цепь $C_2 — Tr_2$ образует также *коллекторную нагрузку* транзистора. Как было отмечено в гл. 1, усиление по напряжению каскада определяется полным сопротивлением коллекторной нагрузки (при одинаковых остальных параметрах). Эти условия обеспечивают значительное усиление по напряжению на требуемой частоте. На всех же других частотах это усиление невелико, поскольку полное сопротивление коллекторной нагрузки имеет небольшое значение.

Емкости настраиваемых резонансных цепей позволяют также минимизировать шунтирующий эффект входной и выходной емкостей транзистора. Например, в типовом случае небольшая входная емкость транзистора включается параллельно с относительно большой емкостью переменного конденсатора C_1 и, следовательно, оказывает лишь незначительное дополнительное влияние.

Цепи смещения. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения источника питания (V_{CC}), который задает напряжение смещения перехода база — эмиттер. Цепи смещения радиочастотных усилительных схем являются по существу такими же, как и в случае описанных в гл. 1 схем диапазона звуковых частот. Однако их рабочая точка может быть другой. В типовом случае усилители диапазона звуковых частот функционируют в классе А (за исключением двухтактных схем), когда ток коллектора протекает в течение всего времени работы. Радиочастотные усилители, как правило, работают в классе В или С, т. е. когда ток протекает только при наличии сигнала.

Резистор R_2 и конденсатор C_3 образуют цепь развязки (гл. 1), предназначенную для предотвращения попадания радиочастотного сигнала в источник питания (через который этот сигнал может попасть на выход цепи или на следующий каскад). R_3 представляет собой стабилизирующий резистор в цепи эмиттера, а C_4 — шунтирующий конденсатор.

Согласование полного сопротивления. Следует отметить, что база транзистора подключена к отводу вторичной обмотки трансформатора Tr_1 . Поскольку входное полное сопротивление транзистора имеет относительно низкое значение, то для обеспечения надлежащего согласования полных сопротивлений используется только часть вторичной об-

мотки трансформатора. Вся же вторичная обмотка трансформатора вместе с конденсатором C_1 образуют параллельную резонансную цепь, настраиваемую на частоту приходящего сигнала. Вследствие тех же причин коллектор транзистора подключается к отводу первичной обмотки трансформатора Tr_2 .

Влияние обратной связи. Предотвращение влияния обратной связи с выхода каскада на его собственный вход или вход другого каскада является одной из наиболее сложных проблем, с которыми приходится сталкиваться при проектировании радиочастотных усилителей. Существуют два типа такой нежелательной обратной связи, а именно: *наведенная обратная связь* и *внутренняя обратная связь* транзистора. (Как описано в гл. 1, имеется, как правило, и обратная связь, введенная преднамеренно для стабилизации коэффициента усиления, температурной характеристики и т. д.) Для исключения наведенной обратной связи необходимо должным образом провести экранирование самого усилителя, а также при конструировании разделить подводящие провода базы и эмиттера транзистора. Задача экранирования радиочастотного усилителя достаточно обширная и, здесь не рассматривается, поскольку в основном интерес представляет работа транзистора. Далее, наиболее современные транзисторы сконструированы таким образом, что имеется лишь незначительная опасность возникновения обратной связи через транзистор на умеренно высоких частотах. Однако при увеличении частоты сигнала внутренняя обратная связь может вызвать нежелательные условия работы радиочастотного усилителя.

Воздействие обратной связи известно также как *эффект Миллера*. Как показано на рис. 2.5, между базой и эмиттером биполярного транзистора (или между затвором и истоком полевого транзистора) имеется некоторая емкость. Она и об-

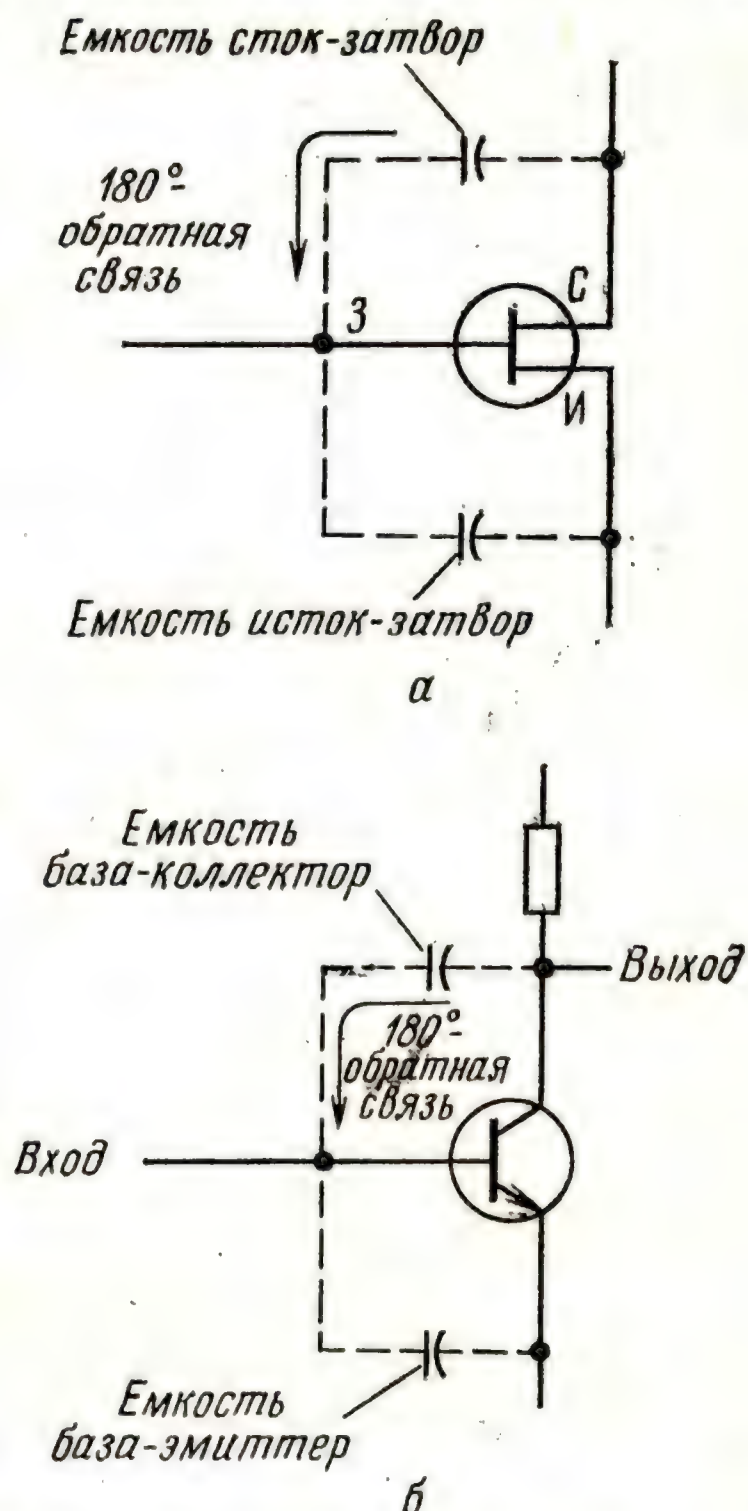


Рис. 2.5. Емкости транзистора: входная и обратная связи.

а — полевой транзистор; б — биполярный транзистор.

разует входную емкость схемы. Существует также емкость между базой и коллектором (или затвором и стоком). Через эту емкость и поступает некоторая часть сигнала с коллектора на базу. Сигнал же на коллекторе усилен и сдвинут по фазе на 180° относительно сигнала на базе (в усилителе с общим эмиттером). Сигнал обратной связи с коллектора противоположен сигналу на базе и приводит к искажению входного сигнала. Аналогичным образом емкость коллектор —

база фактически включена последовательно с емкостью база — эмиттер, и, следовательно, изменяет входную емкость схемы.

Эти условия приводят к постоянно изменяющемуся амплитудно-модулированному соотношению сигналов в усилителе. Например, при изменении амплитуды входного сигнала меняется и величина обратной связи, при этом изменяется и входная емкость. В свою очередь изменение входной емкости приводит к рассогласованию между транзистором и входной перестраиваемой цепью, изменяя амплитуду самого сигнала. Аналогичным

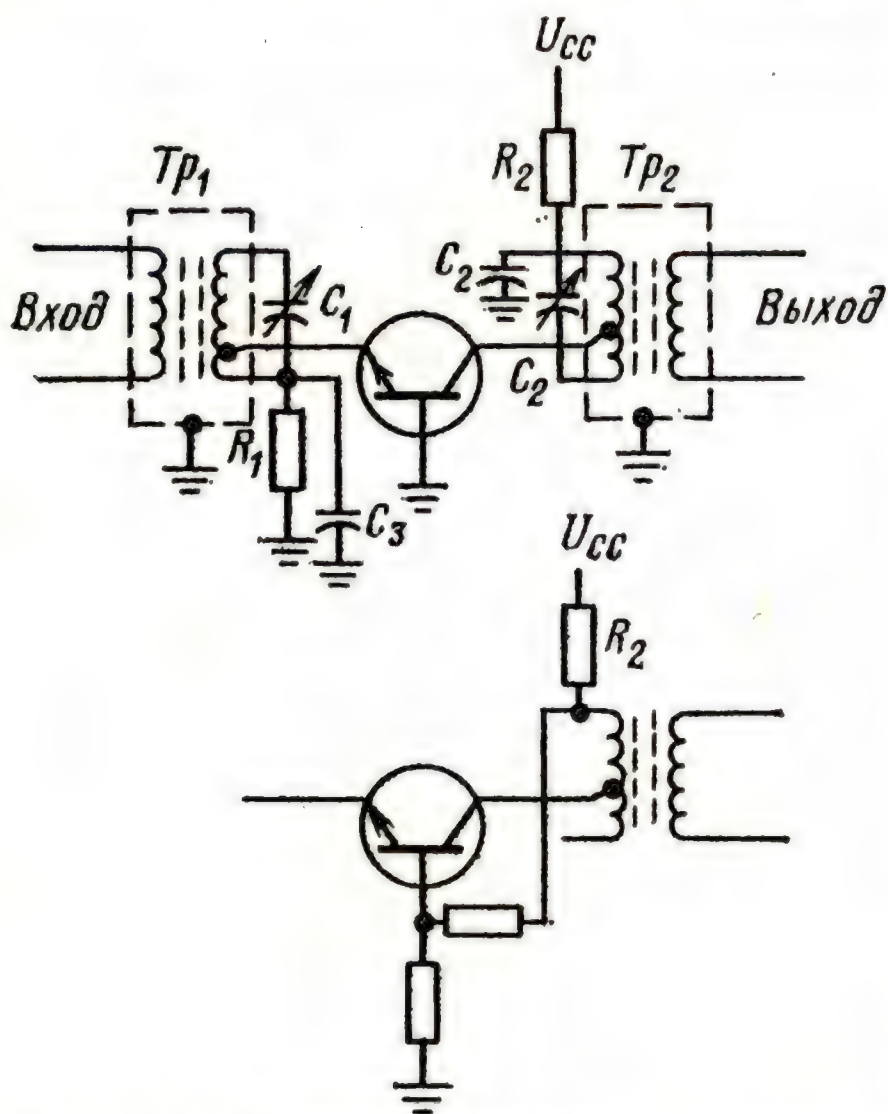


Рис. 2.6. Радиочастотный усилитель с общей базой (заземленной базой). (Показан альтернативный метод смещения.)

образом при изменении частоты входного сигнала меняется обратная связь (поскольку становится другим емкостное реактивное сопротивление коллектор — база), и это вызывает соответствующее изменение усиления.

Эффект Миллера необязательно представляет собой проблему при проектировании всех полупроводниковых радиочастотных усилителей. Обычно радиочастотные усилители на полевых транзисторах более чувствительны к эффекту Миллера, чем усилители на биполярных транзисторах. Однако когда влияние эффекта Миллера достигает чрезмерной величины, то в любом из этих радиочастотных усилителей его можно исключить или минимизировать до допустимого уровня с помощью метода *нейтрализации*.

Нейтрализация представляет собой метод уменьшения величины нежелательной обратной связи, вызываемой наведенной или внутренней обратной связью. При нейтрализации часть напряжения с выходной цепи каскада направляется

обратно во входную цепь таким образом, чтобы компенсировать напряжение на базе транзистора, вызываемое нежелательной обратной связью. Нейтрализация выполняется подачей напряжения на базу, которое равно по модулю и противоположно по знаку сигналу этой нежелательной обратной связи. В результате эти два напряжения взаимно уничтожаются.

На концах первичной обмотки выходного трансформатора (например, трансформатор Tr_2 на рис. 2.4) сигналы противоположны по фазе. Если противоположное по фазе напряжение подать на базу транзистора через нейтрализующий конденсатор (C_M на рис. 2.4), то эти два напряжения уравниваются.

Другой метод уменьшения нежелательной обратной связи без применения метода нейтрализации состоит в использовании структуры усилителя с общей базой (или общим затвором). Схема радиочастотного усилителя с общей базой представлена на рис. 2.6. В этой схеме база транзистора заземлена. Входной сигнал подается на эмиттер, а выходной сигнал снимается между коллектором и базой, которая является общим контактом входной и выходной цепей. Заземленная база действует как экран между входной и выходной цепями, уменьшая внутреннюю обратную связь.

2.2.2. Перестраиваемые усилители мощности

Неотъемлемую часть большинства радиопередатчиков составляют усилители мощности, которые служат для увеличения сигнала задающего генератора до требуемого уровня передачи. Например, большинство генераторов вырабатывают сигналы с уровнем не более 1 Вт в то время, как на выходе полупроводникового передатчика требуется обеспечить сигнал около 100 Вт (или более).

На рис. 2.7 изображены две основные радиочастотные схемы усиления мощности. В приведенной на рис. 2.7, а схеме коллекторную нагрузку образует параллельная резонансная цепь (называемая *колебательным контуром*), состоящая из переменного конденсатора C_1 и катушки индуктивности L_1 , которые настраиваются в резонанс на требуемой частоте. Выходной сигнал, представляющий собой усиленный аналог входного напряжения, снимается с индуктивности L_2 , которая вместе с индуктивностью L_1 образуют выходной трансформатор.

Схеме на рис. 2.7, а присущи как достоинства, так и недостатки. Обмотка L_2 может быть изготовлена таким образом, чтобы обеспечивалось согласование с полным сопротивлением нагрузки (на основе выбора соответствующего числа витков и размещения катушки L_2 относительно катушки L_1). Можно показать, что это дает определенное преимущество,

но при таком способе реализации межкаскадной цепи связи она подвержена рассогласованию и расстройке при физических перемещениях и тряске. Другой недостаток этой схемы в том, что весь ток должен проходить через катушку колебательного контура. Для обеспечения лучшей передачи мощности полное сопротивление катушки L_1 также должно быть согласовано с выходным полным сопротивлением транзистора. Поскольку выходные полные сопротивления биполярных

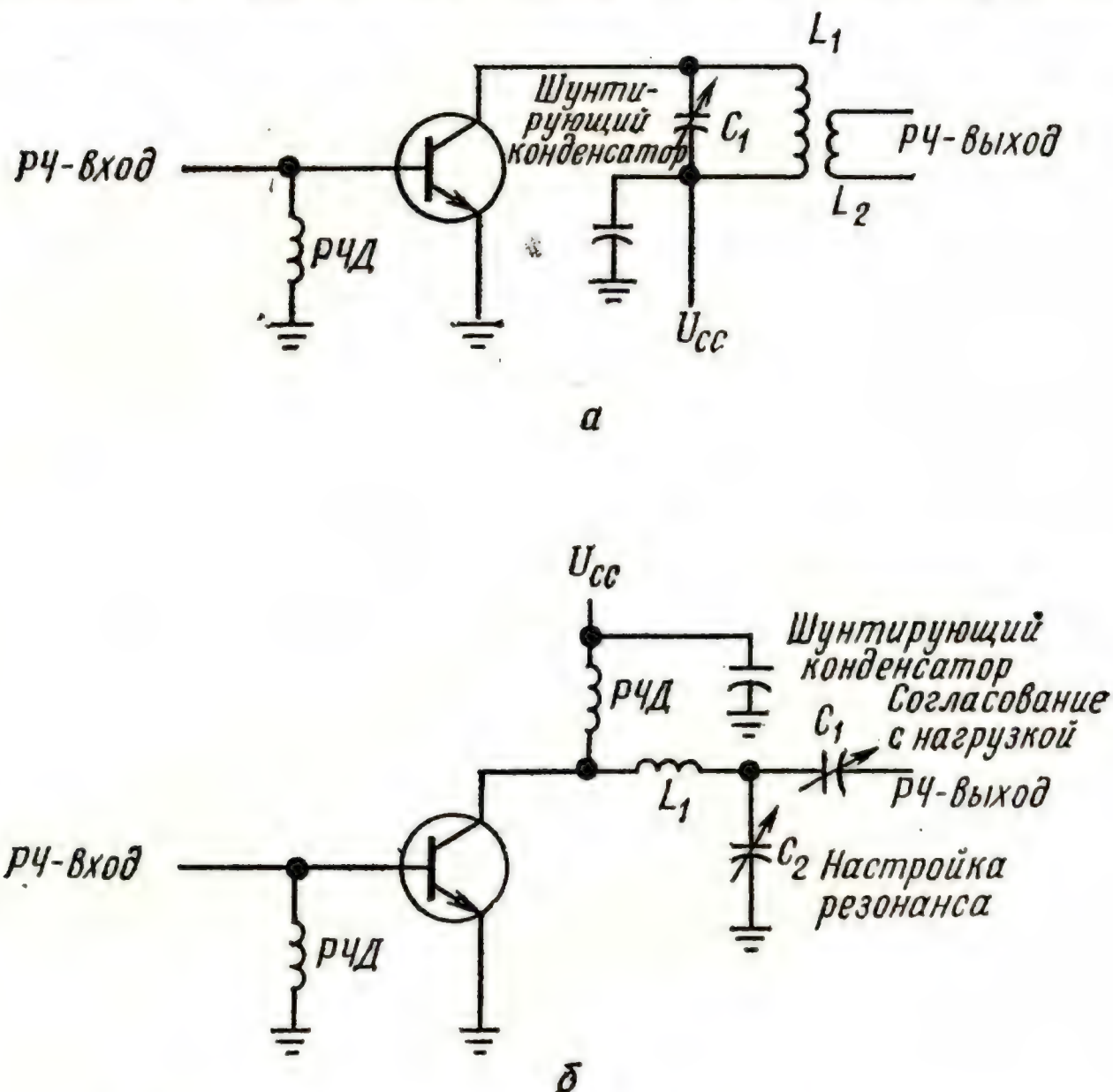


Рис. 2.7. Радиочастотные усилители мощности.

транзисторов, как правило, низкие, значение индуктивности L_1 должно быть мало, что зачастую приводит к нереализуемым габаритам катушки. Показанная на рис. 2.7, а схема представляет собой аналог схемы на электронной лампе и не находит как таковая применения в современных усилителях на биполярных транзисторах. Однако она используется в радиочастотных усилителях на полевых транзисторах (которые имеют, как правило, малую мощность и более высокие полные сопротивления).

Изображенная на рис. 2.7, б схема либо одна из ее многих разновидностей обычно находит применение в полупроводниковых радиопередатчиках на основе биполярных транзисторов (как показано в разд. 2.8). Нагрузку коллектора образует резонансная цепь, состоящая из индуктивности L_1 и конденсаторов C_1 и C_2 . Следует отметить, что конденсатор C_1 обозначен как «согласование с нагрузкой», а конденсатор

C_2 — как «настройка резонанса». Эти цепи реализуют двойную функцию, а именно обеспечение частотной избирательности (что эквивалентно колебательному контуру) и согласование полных сопротивлений транзистора и нагрузки. Для согласования полных сопротивлений должным образом необходимо исследовать как активную (так называемую вещественную часть), так и реактивную (так называемую мнимую часть) составляющую полного сопротивления.

Обе схемы, представленные на рис. 2.7, работают в классе С, который является типовым режимом работы радиочастотных усилителей. Функционирование в классе С реализуется при подключении эмиттера транзистора непосредственно к земляной шине и при отсутствии смещения на переходе база — эмиттер. Поскольку для протекания тока в любом биполярном транзисторе требуется некоторое прямое смещение, этот транзистор остается в режиме отсечки в течение всего времени, когда сигнал отсутствует.

2.2.3. Перестраиваемые умножители радиочастот

Схемы, приведенные на рис. 2.7 можно также использовать в качестве умножителя частоты. Для этого их коллекторные цепи настраиваются на более высокую частоту (гармонику), которая в целое число раз выше исходной частоты входного сигнала. Во многих радиопередатчиках с тем, чтобы довести вырабатываемую задающим генератором низкую частоту сигнала до требуемого значения, используются умножители. Например, большинство применяемых в задающих генераторах кварцев имеют основную частоту не более 10 МГц в то время, как полупроводниковый передатчик должен функционировать в диапазоне, соответствующем ультравысоким частотам (УВЧ).

Хотя схемы умножителей и усилителей мощности по существу те же самые, но они отличаются по коэффициенту полезного действия. Работающий на частоте входного сигнала усилитель обладает большим коэффициентом полезного действия, чем идентичная схема с краткой частотой выходного сигнала.

2.2.4. Сочетание перестраиваемых усилителей/умножителей радиочастоты

Схемы, изображенные на рис. 2.7 допускается соединять каскадным способом для того, чтобы обеспечить усиление мощности и (или) умножение частоты. В основном таким способом соединяется не более трех каскадов. Каскады же можно располагать произвольным образом, т. е. один или два каскада обеспечивают умножение частоты, а остальные (один или два) — усиление мощности.

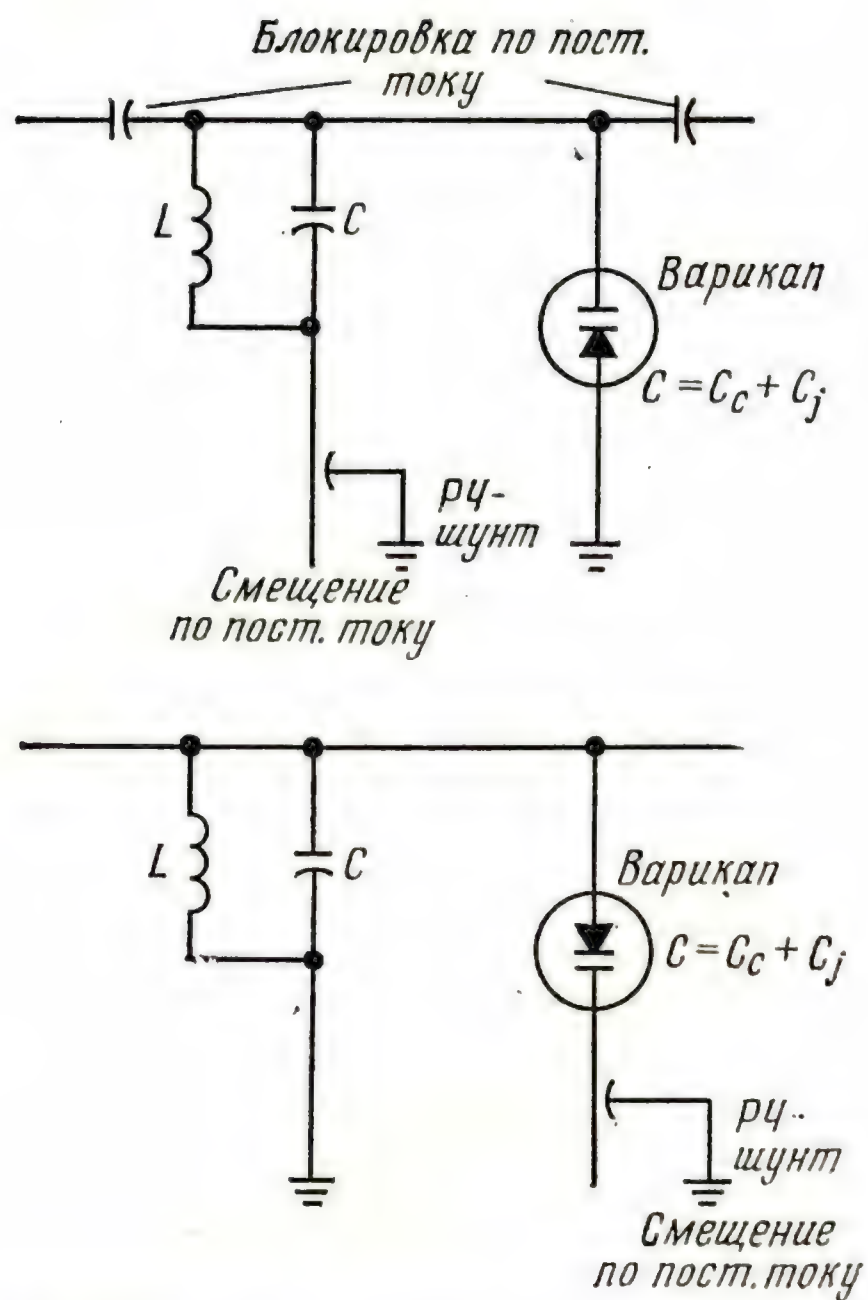


Рис. 2.8. Типовые параллельные схемы управления варикапов.

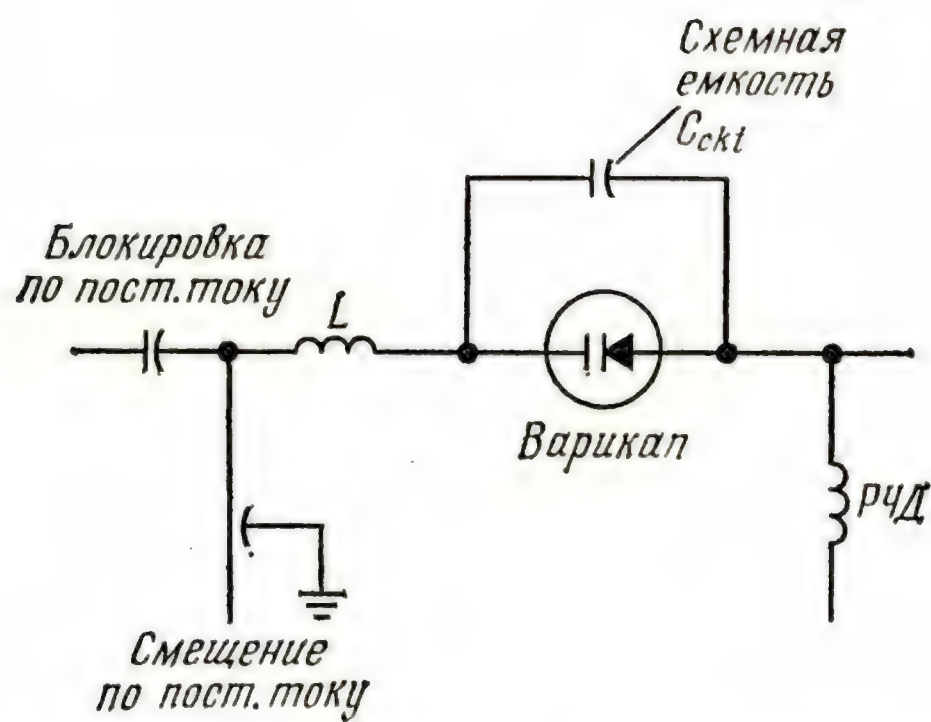


Рис. 2.9. Типовая последовательная схема управления варикапа.

2.3. Перестраиваемые схемы на варикапах

Во многих случаях для перестройки радиочастотных схем используются варикапы, или управляемые напряжением переменные конденсаторы. При изменении внешнего управляющего напряжения изменяется и номинал конденсатора. Если применять варикапы в перестраиваемой схеме диапазона радиочастот, то появляется возможность управлять резонансной частотой цепи, варьируя ее емкость с помощью изменения внешнего напряжения.

Варикап иногда еще называют *управляемым напряжением диодом*, поскольку этот прибор сконструирован аналогично диоду, а не конденсатору. Более исчерпывающую информацию по теории работы варикапов читатель может получить в соответствующей литературе.

Большинство резонансных схем на варикапах имеют изображенные на рис. 2.8 и 2.9 структуры соответственно для параллельных и последовательных цепей. В некоторых случаях для обеспечения необходимого смещения в схемы вводятся дополнительные радиочастотные дроссели (РЧД, или РЧ-дроссели). Основным интерес при использовании резонансных схем на варикапах представляет их *диапазон перестройки*. При всех других одинаковых параметрах схемы этот диапазон зависит от диапазона изменения емкости варикапа.

2.4. Примеры схем радиочастотных усилителей напряжения

В радиочастотных усилителях находят применение как биполярные, так и полевые транзисторы. Как правило, использование полевых транзисторов ограничено только усилителями напряжения, тогда как биполярные транзисторы можно применять в схемах усиления напряжения и мощности (см. разд. 2.8). Поскольку число различных схем радиочастотных усилителей напряжения практически неограничено, то в данном справочнике невозможно представить все такие схемы. Приведем ниже лишь типовые схемы радиочастотных усилителей напряжения.

2.4.1. Радиочастотные усилители напряжения на биполярном транзисторе

На рис. 2.10 представлена рабочая схема типового радиочастотного усилителя напряжения на биполярном транзисторе. Такие усилители напряжения используются в основном в радиоприемниках, т. е. схемах приемного типа. Усилитель ПЧ (промежуточной частоты) или усилитель-ограничитель ПЧ также являются примерами радиочастотного усилителя напряжения. Во входном или первом каскаде приемника мо-

жет использоваться отдельный радиочастотный усилитель напряжения (например, в некоторых связных приемниках). Однако в большинстве полупроводниковых приемников осуществляется сочетание функции радиочастотного усилителя и местного генератора (гетеродина). Подобные схемы рассматриваются в разд. 2.5.

При некоторой модификации изображенную на рис. 2.10 схему можно использовать в качестве усилителя ПЧ, огра-

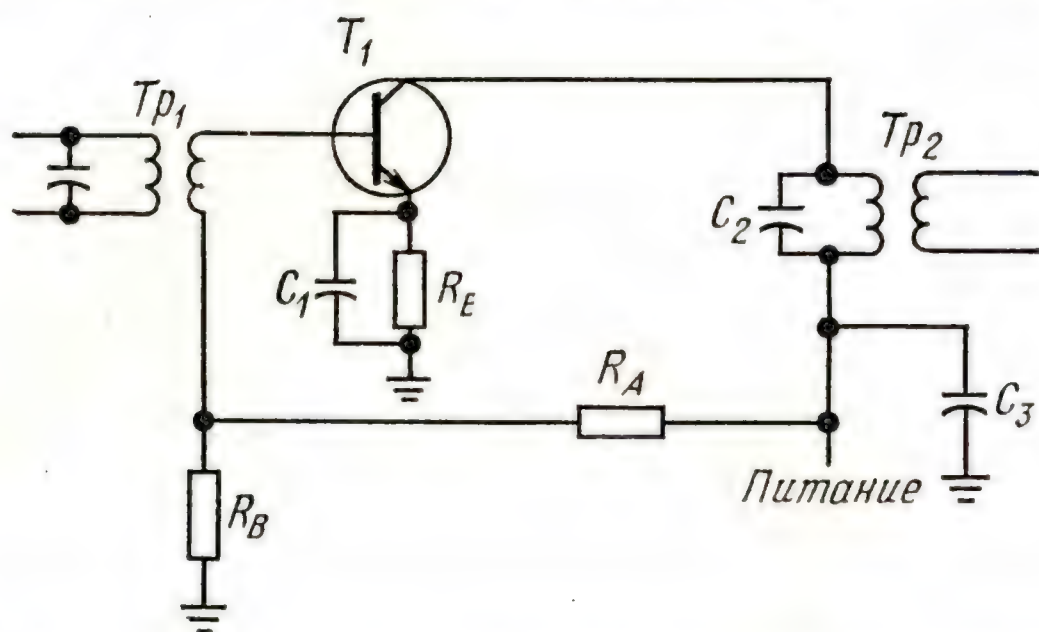


Рис. 2.10. Структура основного радиочастотного усилителя напряжения. Коэффициент усиления по напряжению $\approx \beta(1/N)$, где N — соотношение числа витков трансформатора T_{p2} ; $N \approx \sqrt{Z_P/Z_S} = Z_P/Z_S$, где Z_P — полное сопротивление первичной обмотки T_{p2} , Z_S — полное сопротивление вторичной обмотки T_{p2} ; напряжение питания приблизительно в 3—4 раза выше требуемого выходного напряжения; падение напряжения на сопротивлении R_A приблизительно равно напряжению питания минус падение напряжения на сопротивлении R_B ; $R_B \approx 10R_E$; падение напряжения на резисторе R_E составляет приблизительно 0,2 или 0,5 В соответственно для германиевого или кремниевого транзистора; на рабочей частоте: $XC_1 \leq Z_{вх}$ транзистора T_{p1} ; $XC_2 \approx$ первичная обмотка трансформатора T_{p2} , $XC_3 \leq 100$ Ом.

ничителя ПЧ или отдельного радиочастотного усилителя напряжения. Перестройка входа и выхода этой схемы на требуемую рабочую частоту осуществляется при помощи резонансных цепей. В этом случае резонансные цепи состоят из трансформаторов, имеющих конденсаторы в своей первичной обмотке. Конденсаторы могут быть переменной емкости, но часто бывают и постоянными. Настройка же резонансной цепи производится с помощью регулировки сердечника.

Резистор R_E предназначен для обеспечения необходимой стабильности схемы (т. е. для предотвращения теплового неуправляемого возрастания мощности и сохранения коэффициента усиления постоянным в заданных пределах). Конденсатор C_1 предназначен обеспечить максимальный коэффициент усиления. Резисторы R_A и R_B образуют делитель напряжения, который формирует необходимое фиксированное смещение и сохраняет неизменной требуемую рабочую точку транзистора T_{p1} . Конденсатор C_3 обеспечивает необходимое шунтирование шины источника питания.

Характеристики трансформаторов. Некоторые серийно выпускаемые трансформаторы (T_{p1} и T_{p2}) разрабатываются со

встроенным фиксированным конденсатором в первичной обмотке (и (или) в некоторых случаях во вторичной). При использовании такого конденсатора эти трансформаторы классифицируются диапазоном резонансной частоты или его средней точкой (455 кГц тракта ПЧ для радиовещания с АМ; 500—1600 кГц радиочастотный входной трансформатор, часто на ферритовом кольцевом сердечнике; 10,7 МГц тракта ПЧ для радиовещания с ЧМ и т. д.). В других трансформаторах к обмоткам должен подсоединяться переменный конденсатор. Например, для ферритового сердечника требуется конденсатор переменной емкости с заданным диапазоном перекрытия, который обеспечивает полную настройку во всей полосе АМ-радиовещания.

Коэффициент усиления каскада. Требуемый коэффициент усиления радиочастотного усилителя напряжения зависит от назначения данной схемы. Для ориентировки укажем, что в радиочастотном каскаде связного приемника требуется реализация коэффициента усиления от 10 до 20, в каскаде ПЧ радиовещательного приемника с АМ — от 30 до 40, а в усилителе ПЧ с ЧМ — от 40 до 50; в телевизионном усилителе ПЧ (широкополосном) необходимо обеспечить коэффициент усиления от 15 до 20.

Сопротивления смещения. При использовании изображенной на рис. 2.10 схемы для реализации функций АРГ-АРУ (автоматическая регулировка громкости-автоматическая регулировка усиления) цепь смещения представляет собой петлю АРГ-АРУ. Следовательно, исходя из этого и необходимо рассчитывать номиналы элементов цепи смещения. Такие схемы АРГ-АРУ рассматриваются далее в разд. 2.6.

2.4.2. Радиочастотные усилители напряжения на полевых транзисторах

Структура типового радиочастотного усилителя напряжения на полевом транзисторе приведена на рис. 2.11. Для указанных на схеме номиналов она представляет собой нейтрализованный радиочастотный усилитель на частоту 200 МГц, выполненный на полевом транзисторе с изолированным затвором. Следует отметить, что полные сопротивления источника сигнала и нагрузки согласованы соответственно с входным и выходным полными сопротивлениями полевого транзистора с изолированным затвором для того, чтобы обеспечить максимальный коэффициент усиления. Входное полное сопротивление 50 Ом согласовано с помощью автотрансформатора (т. е. соотношения числа витков). Выходное сопротивление 50 Ом согласовано с помощью реактивного сопротивления конденсатора связи. Входная цепь настраивается конденсатором C_1 , а выходная — конденсатором C_2 . Нейтрализующий конденсатор C_3 выбран переменной емкости, поскольку точную

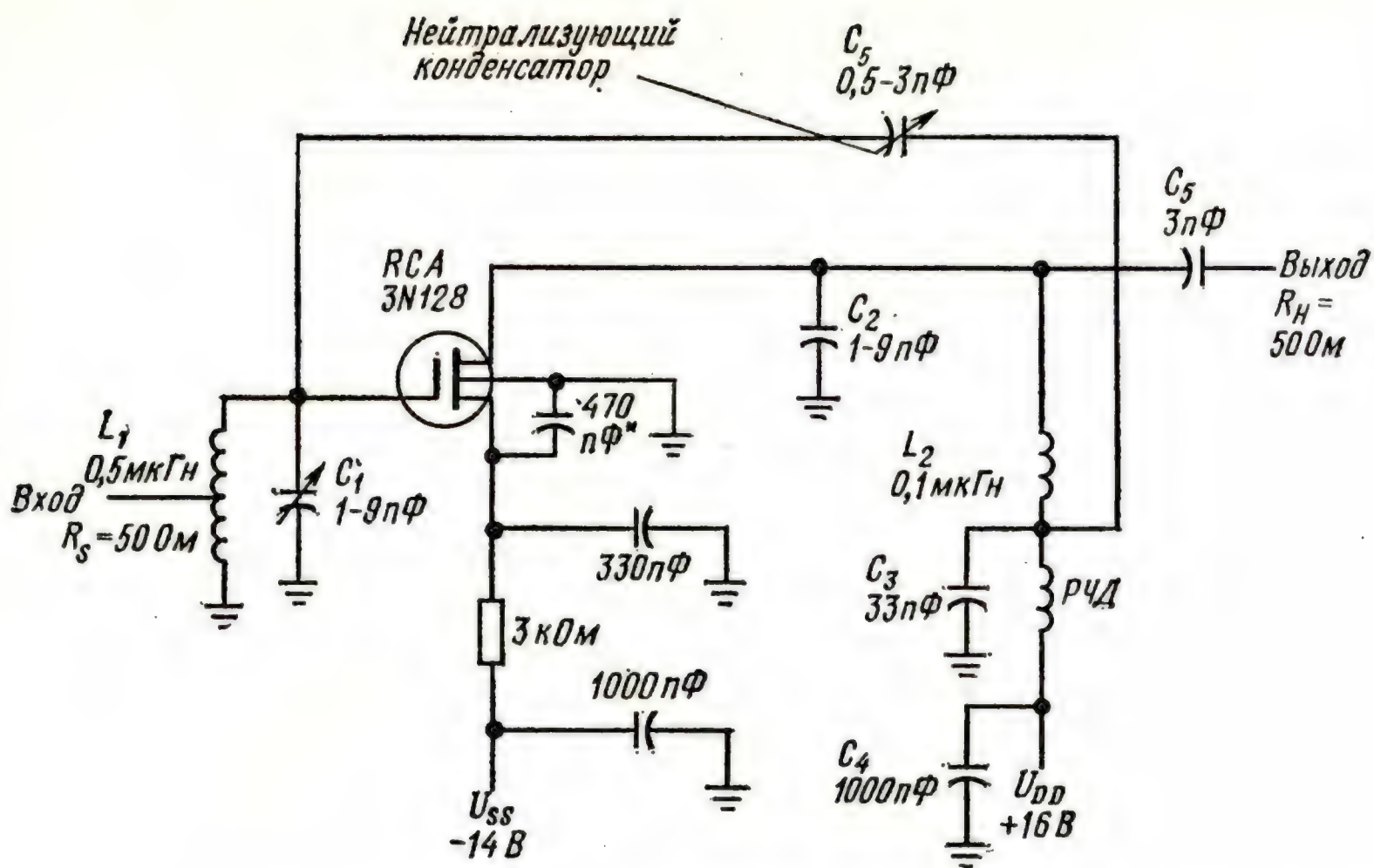


Рис. 2.11. Схема нейтрализованного усилителя с общим истоком на частоту 200 МГц.

* Безвыводный дисковый конденсатор; L_1 : 4,5 витка провода № 20, диаметр 4,8 мм, длина 12,7 мм, отвод от первого витка; L_2 : 3,5 витка провода № 20, диаметр 9,6 мм, длина 12,7 мм. (Звездочкой помечены номиналы для рабочей частоты 175 МГц.)

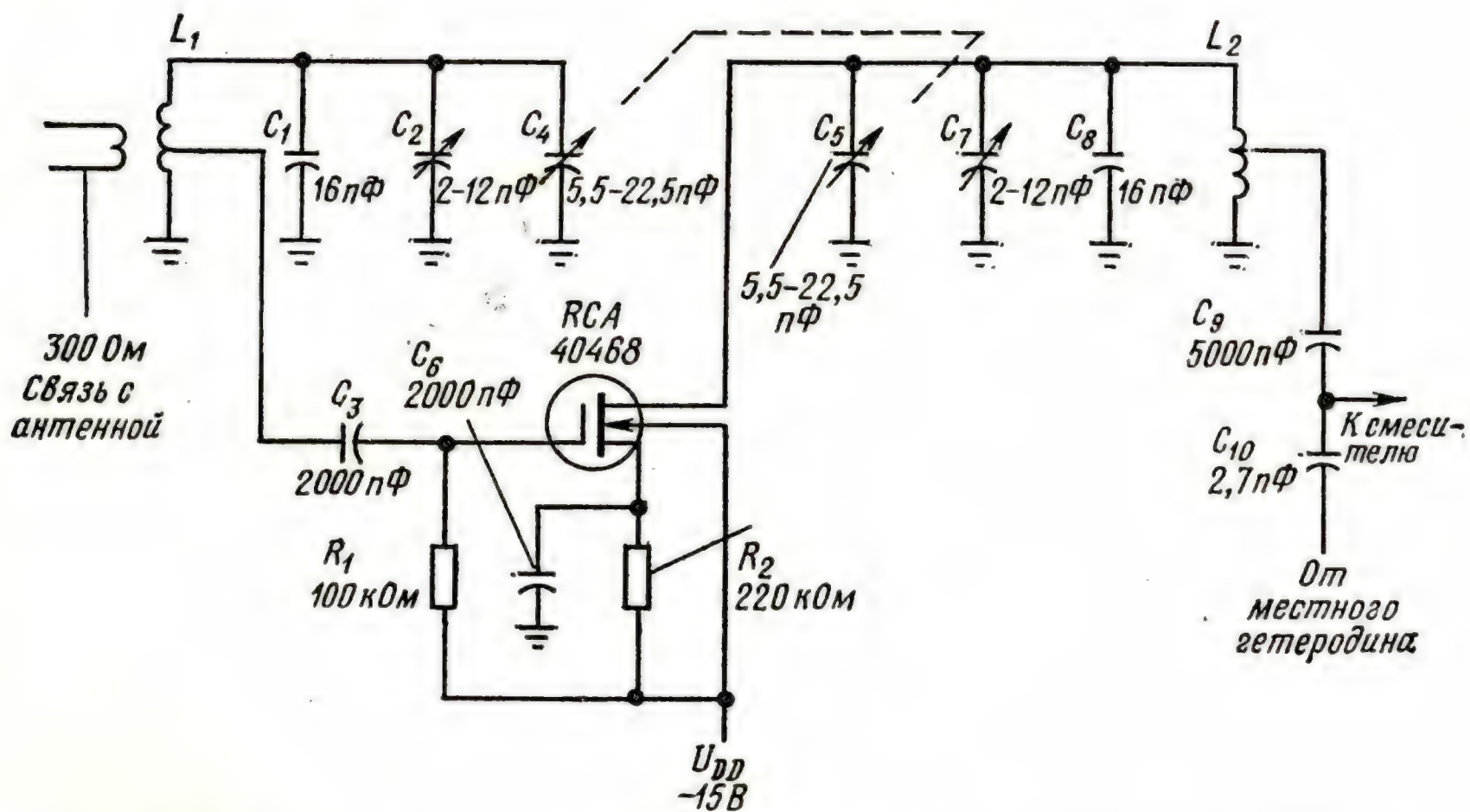


Рис. 2.12. Радиочастотный усилитель на полевом транзисторе 40468 для типового ЧМ-приемника.

L_1 — неизолированный медный провод № 18, 4 витка, внутренний диаметр 12,7 мм, длина намотки 11,1 мм, $Q = 120$ на частоте 100 МГц. Витки обладают на частоте 100 МГц емкостью 34 пФ. Антенная связь составляет приблизительно 1 виток, считая от заземленного конца. Отвод на затвор транзистора производится приблизительно с 1,5 витка, считая от заземленного конца. L_2 — аналогична катушке L_1 , кроме того, что отвод на смеситель производится приблизительно с 3,4 витка.

величину нейтрализации можно получить только при настройке схемы на различных частотах.

На рис. 2.12 показана схема другого радиочастотного усилителя напряжения на полевом транзисторе. Для указанных на схеме номиналов эта структура представляет собой радиочастотный усилитель без нейтрализации на полевом транзисторе с изолированным затвором на частоте 100 МГц, используемый в качестве предварительного каскада устройства настройки радиовещательного ЧМ-приемника. Конденсаторы C_4 и C_5 , подсоединенные к настроенной круговой шкале, позволяют перестраивать резонансные цепи усилителя в полосе ЧМ-сигналов, т. е. от 88 до 108 МГц. Подстроечные конденсаторы C_2 и C_7 позволяют обеспечить сопряжение контуров обеих резонансных цепей во всем диапазоне ЧМ-сигналов. Конденсаторы C_1 и C_8 обеспечивают некоторую начальную постоянную емкость резонансных цепей. Резисторы R_1 и R_2 создают постоянное смещение цепи затвор — исток, а конденсатор C_6 предназначен для шунтирования истока. Входное полное сопротивление катушки L_1 составляет 300 Ом, что позволяет обеспечить согласование с типовой антенной ЧМ-приемника. Само же полное сопротивление резонансной цепи согласовано со входом полевого транзистора через отвод от катушки L_1 . Выходное полное сопротивление схемы согласовано с каскадом смесителя с помощью отвода от катушки L_2 . Выходной сигнал этой схемы передается на каскад смесителя с точки соединения конденсаторов C_9 и C_{10} , где он смешивается с сигналом от местного гетеродина.

2.5. Схемы смесителей и конверторов

Рабочая структура типового смесителя и конвертора частоты в том виде, как он находит применение в радиовещательных АМ-приемниках, изображена на рис. 2.13. По существу эта схема состоит из двух частей, а именно из радиочастотного усилителя напряжения и гетеродина. (Генераторы рассмотрены далее в гл. 4.) Выходные сигналы этих двух частей смешиваются между собой, вследствие чего формируется выходной сигнал промежуточной частоты (ПЧ). Обычно радиочастотный гетеродин функционирует на частоте выше частоты основного усилителя; при этом разность этих частот и образует эту промежуточную частоту.

Резонансная цепь на трансформаторе Tr_1 настроена на входящий радиочастотный сигнал (РЧ), трансформатор Tr_2 — на частоту гетеродина (ВЧ + ПЧ), а трансформатор Tr_3 — на частоту ПЧ. Перестройка резонансных цепей на трансформаторах Tr_1 и Tr_2 обычно производится с помощью конденсаторов переменной емкости, которые объединены таким образом, что между частотами гетеродина и радиочастотного усилителя сохраняется постоянное соотношение во

всем диапазоне регулировки. Например, если цепь на трансформаторе Tr_1 настраивается в диапазоне от 550 до 1600 кГц, а трансформатор Tr_3 работает на частоте 455 кГц, то резонансная цепь на трансформаторе Tr_2 перестраивается в диапазоне от 1005 до 2055 кГц. Обычно параллельно конденсато-

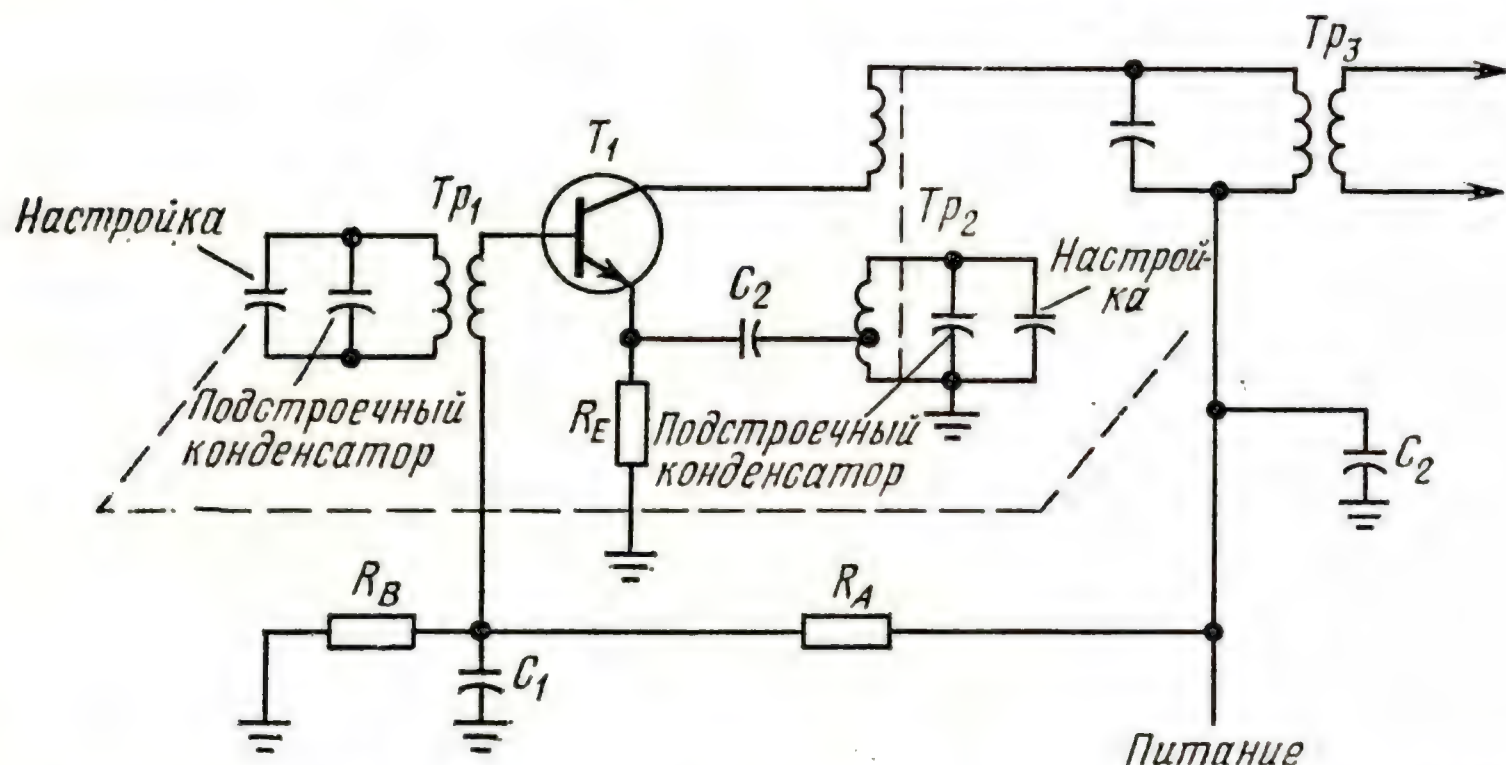


Рис. 2.13. Основной радиочастотный смеситель и конвертор (радиочастотный усилитель и местный гетеродин).

$R_E \approx$ полное сопротивление на отводе трансформатора Tr_2 ; падение напряжения на $R_B \approx 0,2 \times$ напряжение питания; падение напряжения на $R_A \approx 4 \times R_B$; $R_A + R_B \approx 15 \div 20 \times R_E$ [на рабочей частоте X_{C1} и $X_{C2} \approx 50 \text{ Ом}$ (или меньше)]; выходная мощность $Tr_2 \approx 0,5 \times$ напряжение коллектора $^2/Z$ коллекторной обмотки Tr_2 ; выходная мощность $Tr_3 \approx 0,125 \times$ напряжение коллектора $^2/Z$ коллекторной обмотки Tr_2 .

рам переменной емкости включаются подстроечные конденсаторы, которые позволяют производить регулировку во всем диапазоне перестройки.

2.6. Схемы АРГ-АРУ в радиочастотных усилителях

В большинстве радиоприемников всегда присутствует в некотором виде схема АРГ-АРУ. Термины АРГ и АРУ равнозначны, хотя аббревиатура АРУ представляет собой более точный термин, поскольку подразумевает управление коэффициентом усиления каскада ПЧ и РЧ (или нескольких каскадов одновременно), а не громкостью звукового сигнала каскада НЧ. В любом случае функция такой схемы заключается в обеспечении постоянного выходного сигнала при изменении величины входного сигнала. При увеличении сигнала происходит снижение коэффициента усиления каскада и наоборот.

Структурная схема двух систем АРУ, которые пригодны и для вещательных, и для связных радиоприемников, приведена на рис. 2.14. Диод CR_1 действует как переменное шунтирующее сопротивление на выходе каскадов ПЧ. Диод CR_2 функционирует как детектор и также создает смещение АРУ.

При отсутствии сигнала или же при наличии слабого сигнала диод CR_1 смещен в обратном направлении и не оказывает влияния на работу схемы. Очень сильный входной сигнал смещает диод CR_1 в прямом направлении, и он представляет

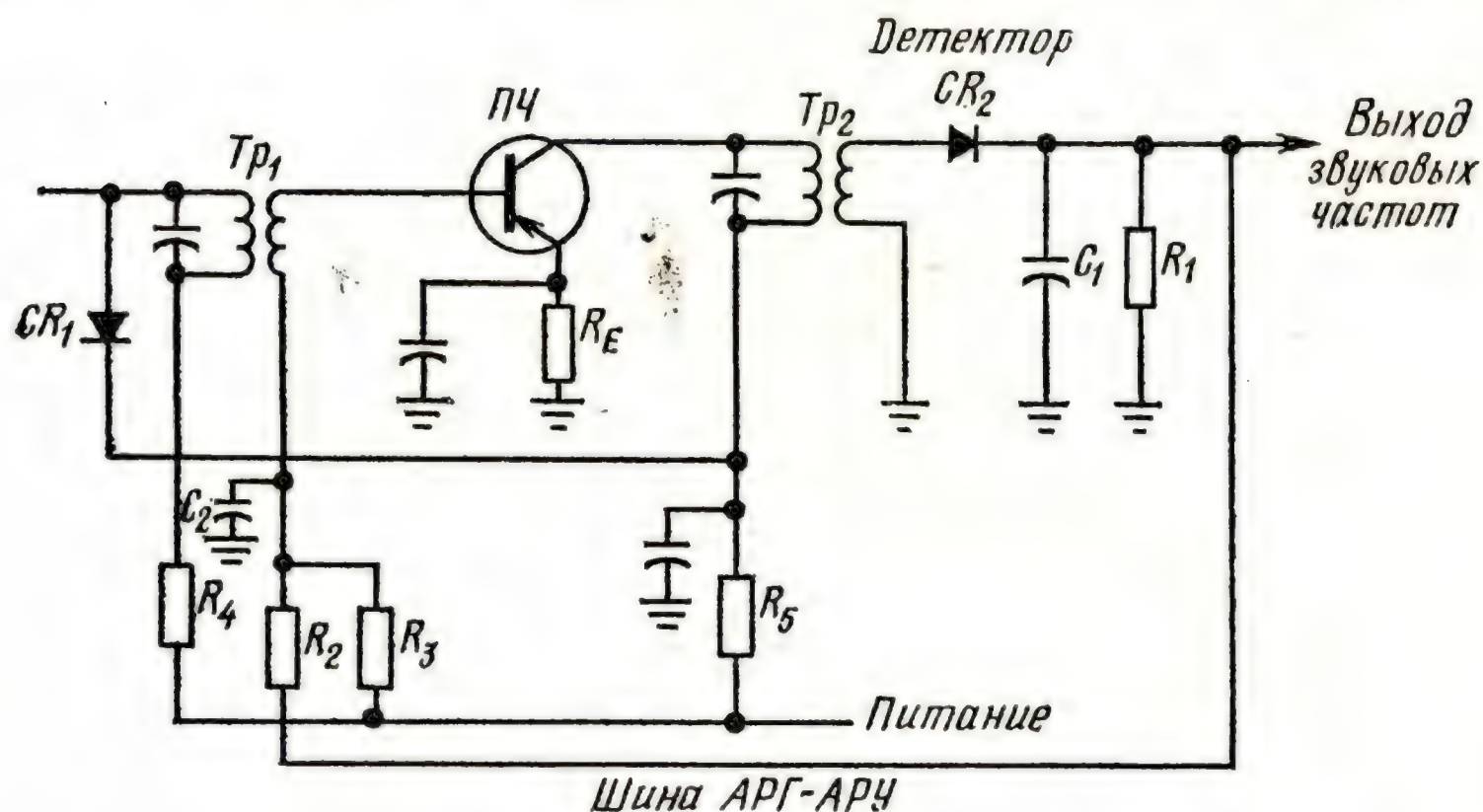


Рис. 2.14. Основная схема АРГ-АРЧ.

CR_1 при отсутствии сигнала смещен в обратном направлении; $C_2 \approx 10$ мкФ; падение напряжения на $R_1 \approx 0,5 \div 1,0$ В; падение напряжения на $R_1 + R_2 \approx 1,0 \div 2,0$ В; падение напряжения на $R_3 =$ напряжение питания $=$ напряжение на $(R_1 + R_2)$; $R_1 + R_2 \approx 10 \times R_E$.

собой шунтирующее сопротивление, которое уменьшает коэффициент усиления.

Выходной сигнал диода CR_2 выделяется на резисторе R_1 и с него подается на каскад усиления звуковых частот. Резистор R_1 входит также в цепь смещения транзистора каскада ПЧ. Такое комбинированное фиксированное смещение (от этой цепи) и переменное смещение (от детектора) подаются на цепь база — эмиттер каскада ПЧ. Смещение детектора изменяется в зависимости от силы сигнала и противодействует отклонениям уровня входного сигнала, а именно если сигнал увеличивается, то смещение детектора вызывает смещение транзистора в обратном направлении.

2.7. Детекторы

В радиоприемниках с АМ используются радиочастотные детекторы напряжения, которые обеспечивают преобразование радиочастотного сигнала в напряжение постоянного тока. Если в радиочастотном сигнале присутствует информация в виде низкочастотного сигнала (например, амплитудная модуляция), то детектор производит преобразование напряжения звуковой частоты в пульсирующее напряжение постоянного тока. В любом случае основу детектора составляет диод, который работает как выпрямитель.

В радиоприемниках с ЧМ используются дискриминаторы или детекторы отношения. Обе эти схемы предназначены для

выделения информации звуковых частот, присутствующей в радиочастотном сигнале (в виде частотной модуляции), и преобразования этого звукового напряжения в пульсирующее напряжение постоянного тока. В любой из этих схем в качестве исходного детектора используется диод. Детектор отношения имеет некоторое преимущество, которое заключается в том, что на него можно подавать сигнал непосредственно с каскада ПЧ. В дискриминаторах между выходом усилителя ПЧ и входом дискриминатора необходимо устанавливать ограничительный каскад.

2.7.1. АМ-детекторы

Рабочая структура двух типовых диодных детекторов, которые находят применение в АМ-приемниках, показана на рис. 2.15. Обычно детекторному каскаду предшествует один

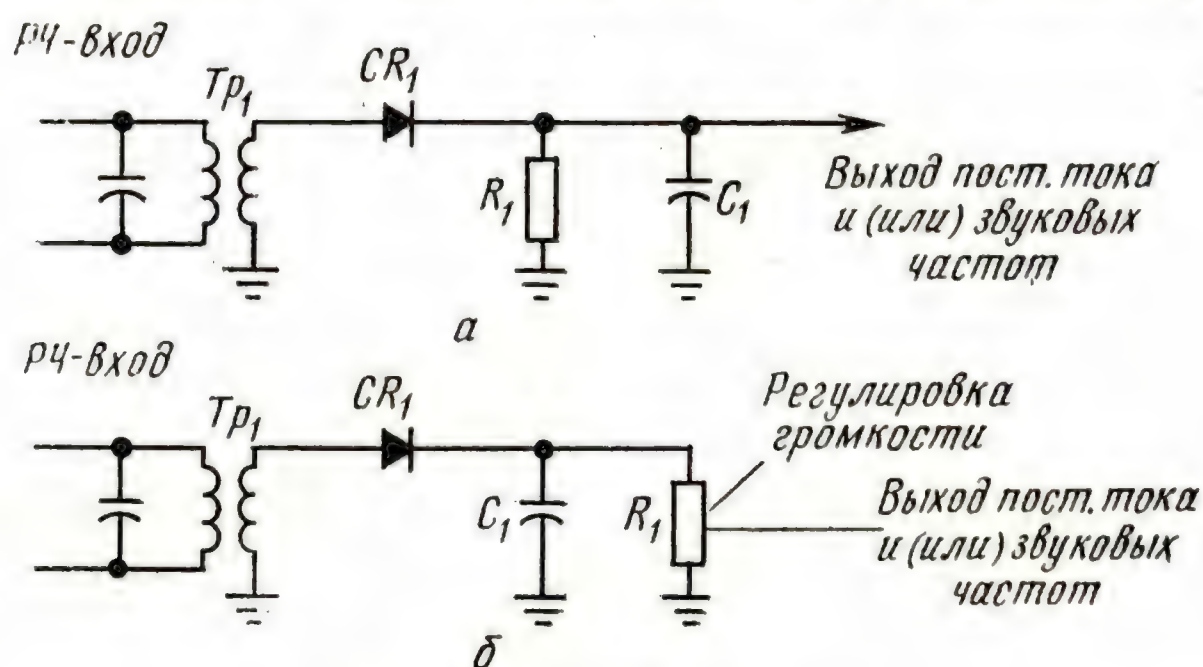


Рис. 2.15. Основной АМ-детектор.

На рабочей частоте $X_{C1} \leq 50$ Ом; постоянная времени $R_1 C_1 \leq 250$ мкс.

или более каскадов ПЧ. Выходной сигнал детекторного каскада (пульсирующее напряжение звуковых частот) поступает на приемный усилительный каскад звуковых частот. В изображенной на рис. 2.15, а схеме выходной сигнал детектора подается на блок регулировки громкости, расположенный в схемах звуковых частот. На рис. 2.15, б показан детектор, где сопротивление нагрузки выполняет также функции регулятора громкости, что позволяет исключить его из схем звуковых частот. Схемы АРГ-АРУ приемника непосредственно связаны со схемой детектора, поскольку сигнал АРГ-АРУ снимается с выхода каскада детектора, как было показано в разд. 2.6.

2.7.2. ЧМ-дискриминатор и детекторы отношения

Рабочие структуры дискриминатора и детектора отношения представлены соответственно на рис. 2.16 и 2.17. В обоих случаях в выходном трансформаторе наряду с первичной

и вторичной обмотками имеется также дополнительная катушка или обмотка датчика. Часть исходного сигнала (от усилителя ПЧ или каскада ограничителя) отбирается катушкой датчика и вводится в среднюю точку схемы. Но не все

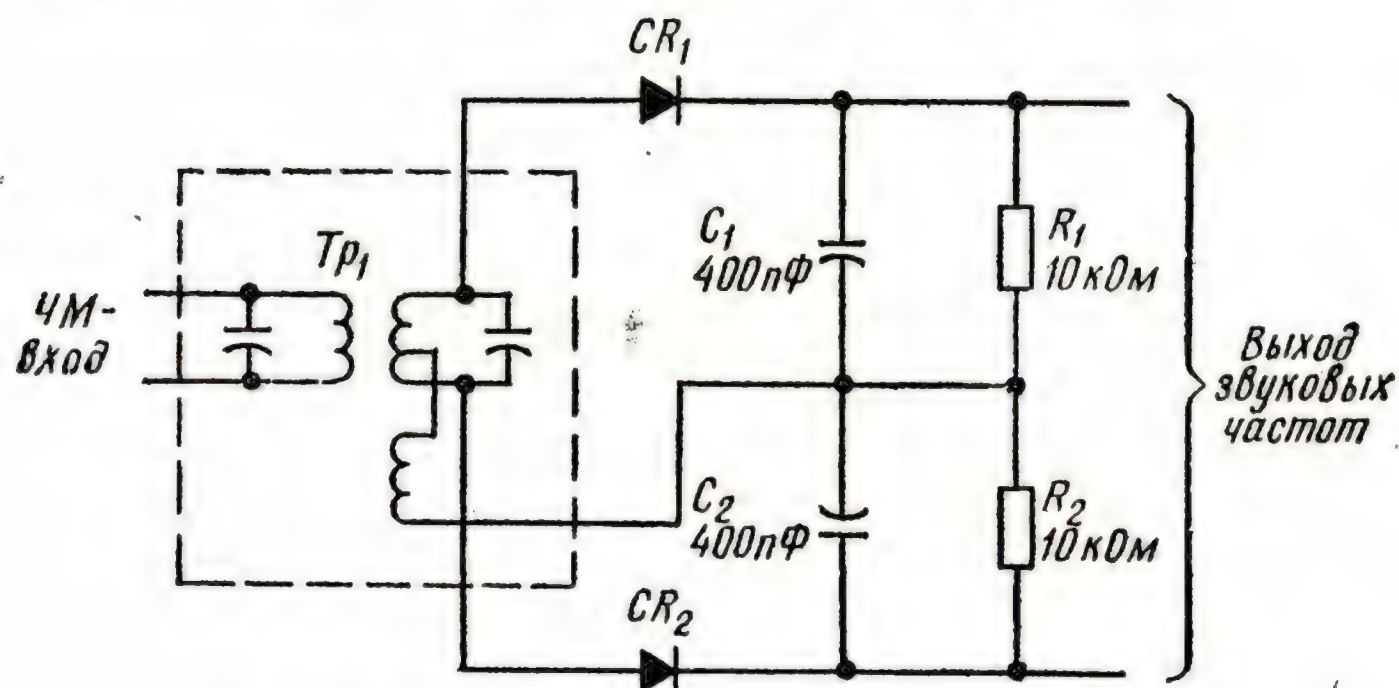


Рис. 2.16. Основной ЧМ-дискриминатор.

трансформаторы дискриминатора и детектора отношения реализованы таким способом. Альтернативный метод заклю-

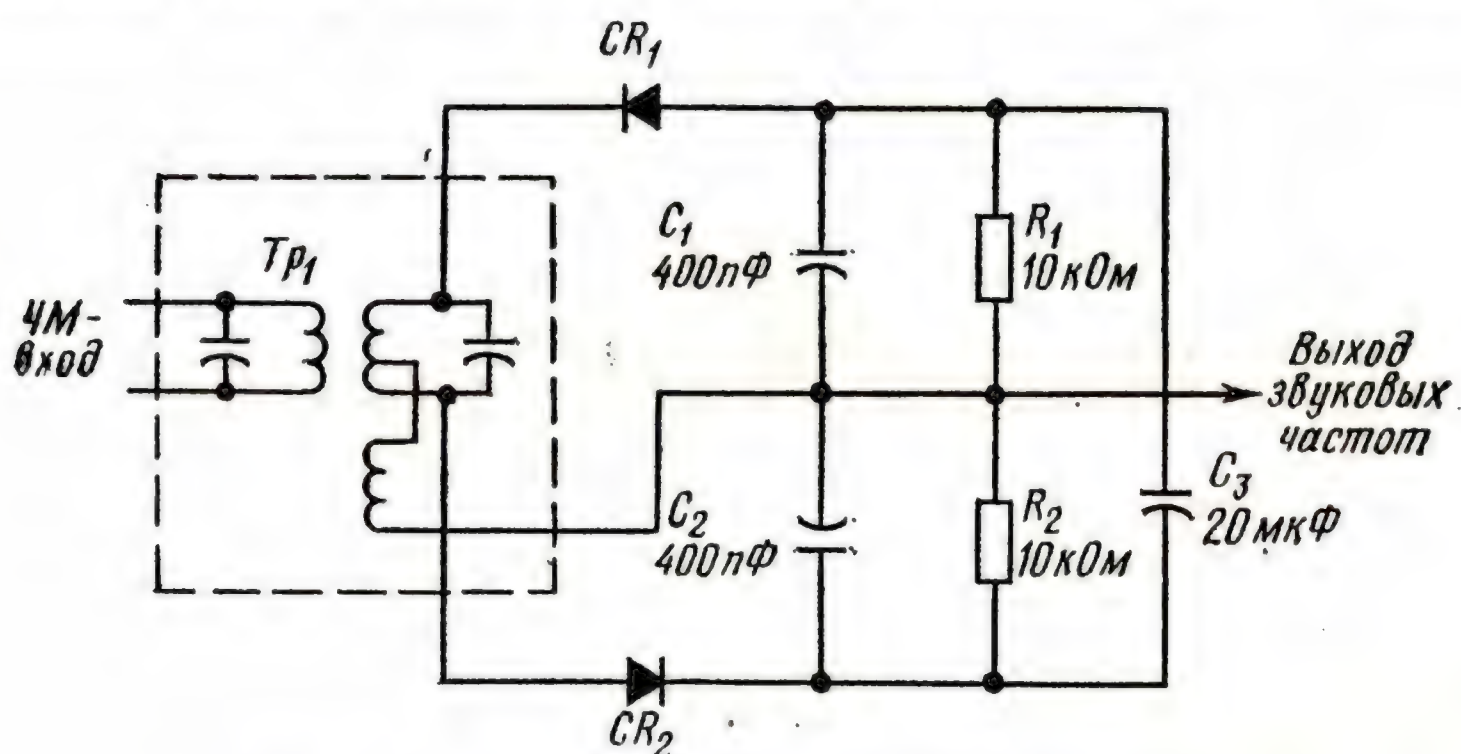


Рис. 2.17. Основной ЧМ-детектор отношения.

чается в том, чтобы при исключении катушки датчика получить отбираемую часть сигнала путем подсоединения этой линии через конденсатор к первичной обмотке.

2.8. Примеры радиочастотных усилителей мощности

На рис. 2.18 представлены рабочие структуры типовых радиочастотных усилителей мощности. Те же самые исходные схемы можно использовать и в качестве умножителей частоты. Однако в схеме умножителя выходная цепь должна настраиваться на частоту, кратную частоте входного сигнала.

Умножитель может либо работать с усилением, либо без усиления. Как правило, основное усиление сигнала обеспечивает окончательный усилительный каскад, который не используется как

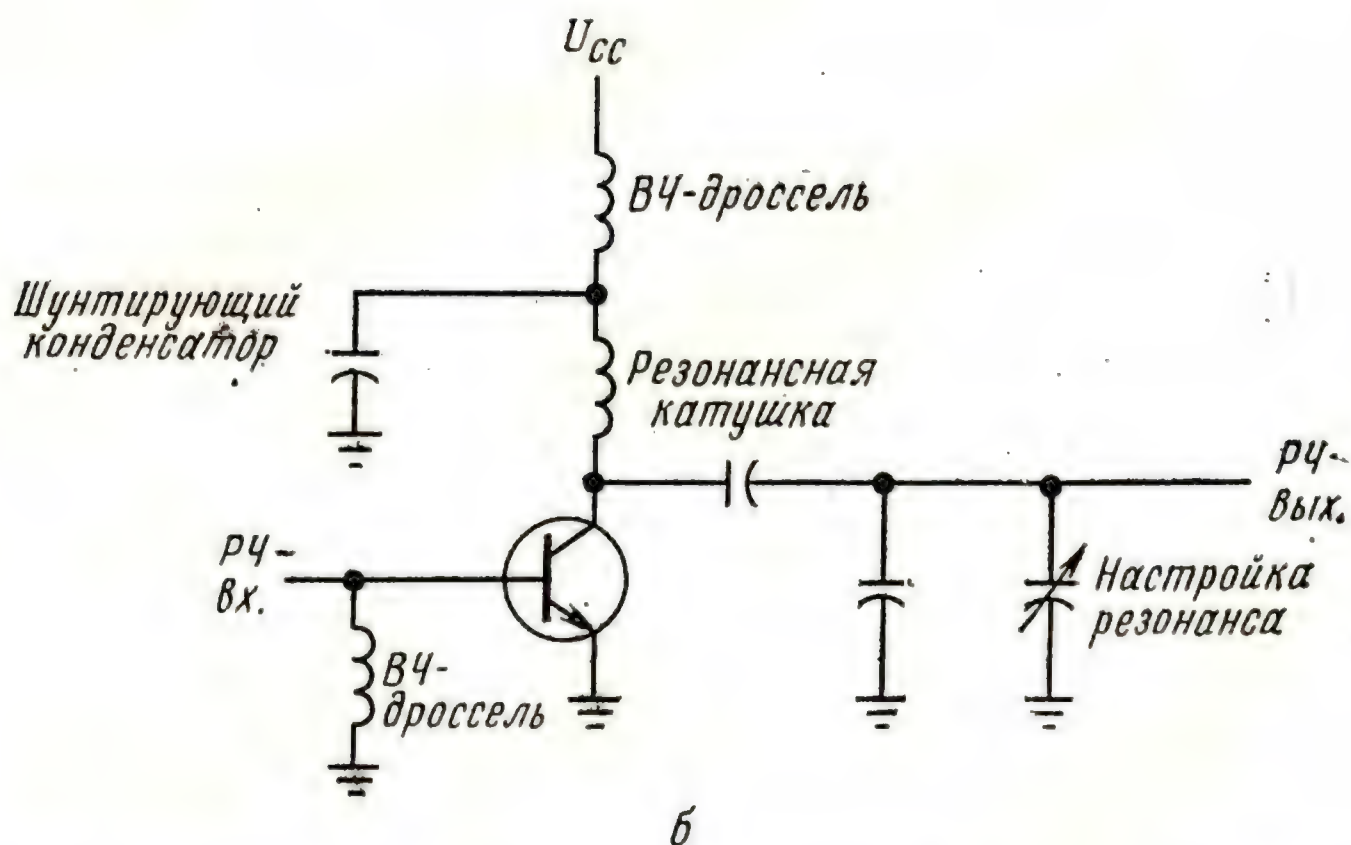
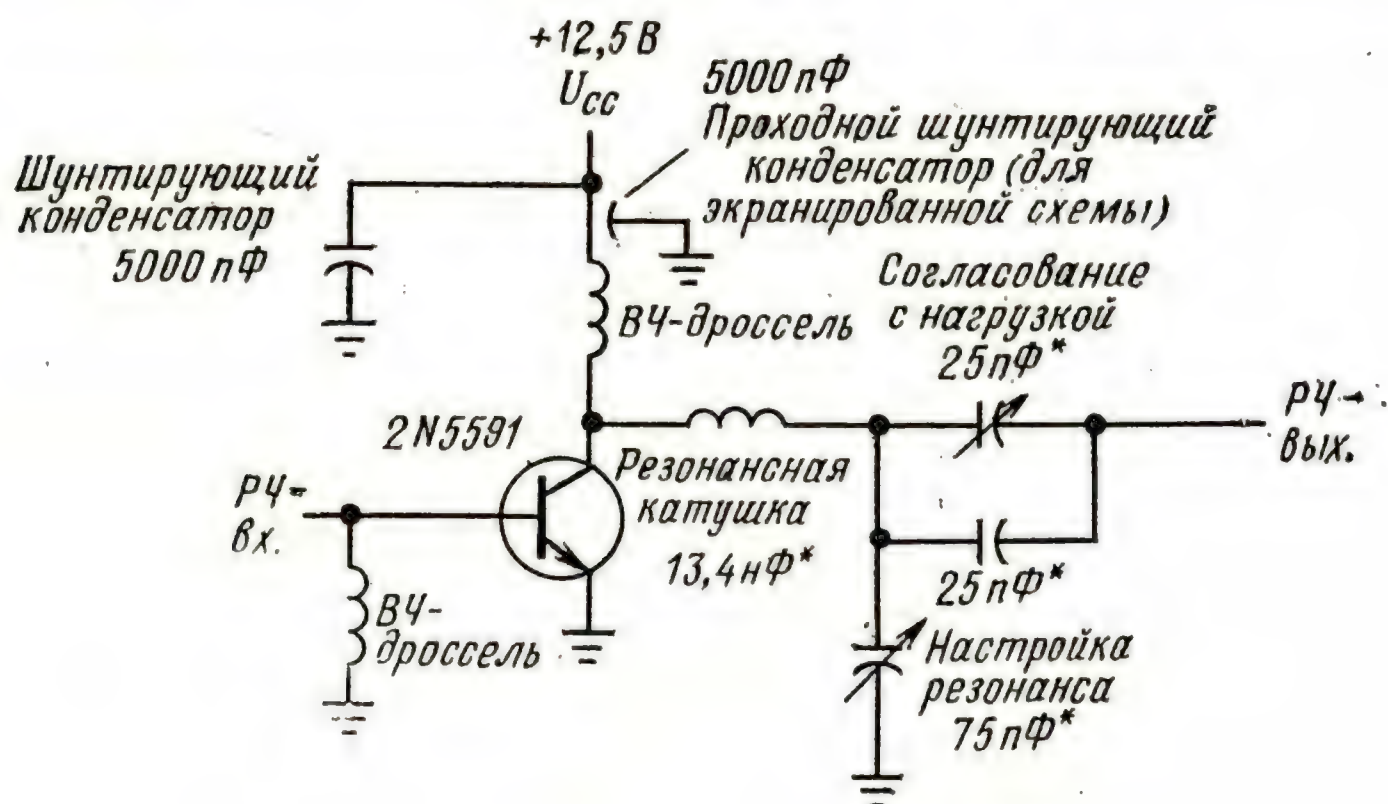


Рис. 2.18. Типовые схемы усилителя мощности (а) и умножителя частоты (б).

умножитель, т. е. его входная и выходная цепи настроены на одну и ту же частоту.

Типовой передатчик диапазона радиочастот состоит из трех каскадов, т. е. содержит вырабатывающий исходный сигнал генератор, обеспечивающий усиление и (или) умножение частоты, промежуточный каскад и окончательный каскад усиления мощности. В некоторых случаях после задающего генератора включаются три каскада усиления мощности.

2.8.1. Управление настройкой и регулировкой

Следует отметить, что показанная на рис. 2.18, а схема имеет в выходной цепи два органа управления настройкой (конденсаторы переменной емкости). Другая же схема (рис. 2.18, б) содержит один орган регулировки. Первая схема является наиболее типичной для усилителей мощности, где выходная цепь с помощью одного органа управления настраивается на резонансную частоту, а с помощью другого обеспечивается должное согласование полных сопротивлений. На практике же оба органа управления воздействуют и на настройку, и на согласование с нагрузкой. Приведенная на рис. 2.18, б схема наиболее характерна для умножителей или промежуточных усилителей, основное назначение которых обеспечить настройку на требуемую резонансную частоту.

2.8.2. Минимальная емкость

Следует также отметить, что в обеих цепях конденсаторы переменной емкости подключаются параллельно постоянным конденсаторам. Такое параллельное включение выполняет две функции: во-первых, оно обеспечивает минимальную постоянную емкость в том случае, когда переменный конденсатор отрегулирован на свое минимальное значение. В определенных ситуациях, т. е. при отсутствии в цепи этой минимальной емкости, может произойти сильное рассогласование при достижении переменным конденсатором своего минимального значения, что может привести к выходу из строя транзистора; во-вторых, уменьшает требуемый диапазон емкости (и, следовательно, физические габариты) переменного конденсатора.

2.8.3. Класс работы

Как правило, усилители и умножители, реализованные согласно показанным на рис. 2.18 схемам, работают в классе В или С. Транзисторы же остаются в режиме отсечки до появления сигнала и не проводят ток более чем 180° (половину периода) из всего 360° -цикла входного сигнала. В реальных условиях транзисторы проводят приблизительно в диапазоне 140° входного цикла в зависимости от структуры транзистора ($n-p-n$ или $p-n-p$) либо на положительной, либо на отрицательной полуволне. Для этого класса работы не требуется никакого смещения.

2.8.4. Включения эмиттера

В радиочастотных усилителях мощности эмиттер транзистора обычно подсоединяется непосредственно к земле. В тех же транзисторах, где эмиттер соединен с корпусом прибора

(а это характерно для многих мощных транзисторов диапазона радиочастот), транзистор можно смонтировать на шасси, которое подсоединяется к земляной шине напряжения питания. Такая непосредственная связь эмиттера и земляной шины особенно важна для работы высокочастотных устройств. Если же эмиттер подключен к земляной шине через сопротивление (или хотя бы через длинный подводящий кабель), то на высоких частотах оно создает индуктивное или емкостное реактивное сопротивление, что приводит к нежелательным изменениям работы цепи. Другая причина, вследствие которой применяется непосредственное подключение эмиттера к земляной шине, состоит в обеспечении максимального коэффициента усиления схемы. При всех других одинаковых параметрах снижение значения включенного в эмиттерную цепь сопротивления (относительно полного сопротивления коллектора) обеспечивает более высокий коэффициент усиления.

2.8.5. Подсоединения источника питания

База транзистора подсоединяется к земляной шине через высокочастотный дроссель (ВЧ-дроссель). Он обеспечивает путь протекания постоянного обратного тока, а также изолирует высокочастотный сигнал базы от эмиттерной цепи и земляной шины. Коллектор транзистора подключается к источнику питания через ВЧ-дроссель и (в некоторых случаях) через часть катушки резонансной цепи. С помощью ВЧ-дросселя создается путь протекания обратного постоянного тока и обеспечивается развязка высокочастотного сигнала коллектора от источника питания. При подключении коллектора к источнику питания через резонансную цепь (рис. 2.18, б) ее катушка должна работать при полном напряжении коллектора. Вследствие этих причин показанная на рис. 2.18, а схема используется в качестве окончательных усилительных цепей, где требуется высокая выходная мощность. При низких значениях выходного тока можно применять изображенную на рис. 2.18, б схему.

2.8.6. Шунтирующая емкость

Все цепи источника питания необходимо должным образом шунтировать. Изображенные на рис. 2.18 проходные шунтирующие конденсаторы используются на высоких частотах, где радиочастотные схемы физически экранированы от источника питания и других схем. Такой проходной конденсатор обеспечивает протекание постоянного тока сквозь экран, но в то же время предотвращает попадание радиочастотных сигналов за пределы экрана (т. е. радиочастотные сигналы шунтируются на земляную шину),

2.8.7. Коэффициент полезного действия

Радиочастотные усилители класса С имеют, как правило, к. п. д. приблизительно 65—70 %. Таким образом, мощность выходного радиочастотного сигнала составляет 65—70 % подводимой мощности постоянного тока. Это характерно для тех случаев, когда входная и выходная цепи каскада настроены на одну и ту же частоты. К. п. д. усилителя второй гармоники или умножителя (при настройке выходной цепи на удвоенное значение входной частоты) составляет $\sim 40\%$. Для усилителей же третьей, четвертой и пятой гармоник к. п. д. составляет соответственно 28, 21 и 18 %.

СХЕМЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

В этой главе рассматриваются схемы источников питания. К ним относятся следующие схемы: однополупериодные, двухполупериодные, мостовые, удвоения напряжения, утроения напряжения, стабилизации, защиты от перегрузок и преобразования постоянного напряжения.

3.1. Однополупериодные схемы

Основная схема, состоящая из диодного выпрямителя и фильтра, изображена на рис. 3.1. Катод диода CR_1 подсоединен к конденсатору C_1 и дросселю L_1 фильтра. (Фильтры рассматриваются далее в гл. 5.) Другой конденсатор

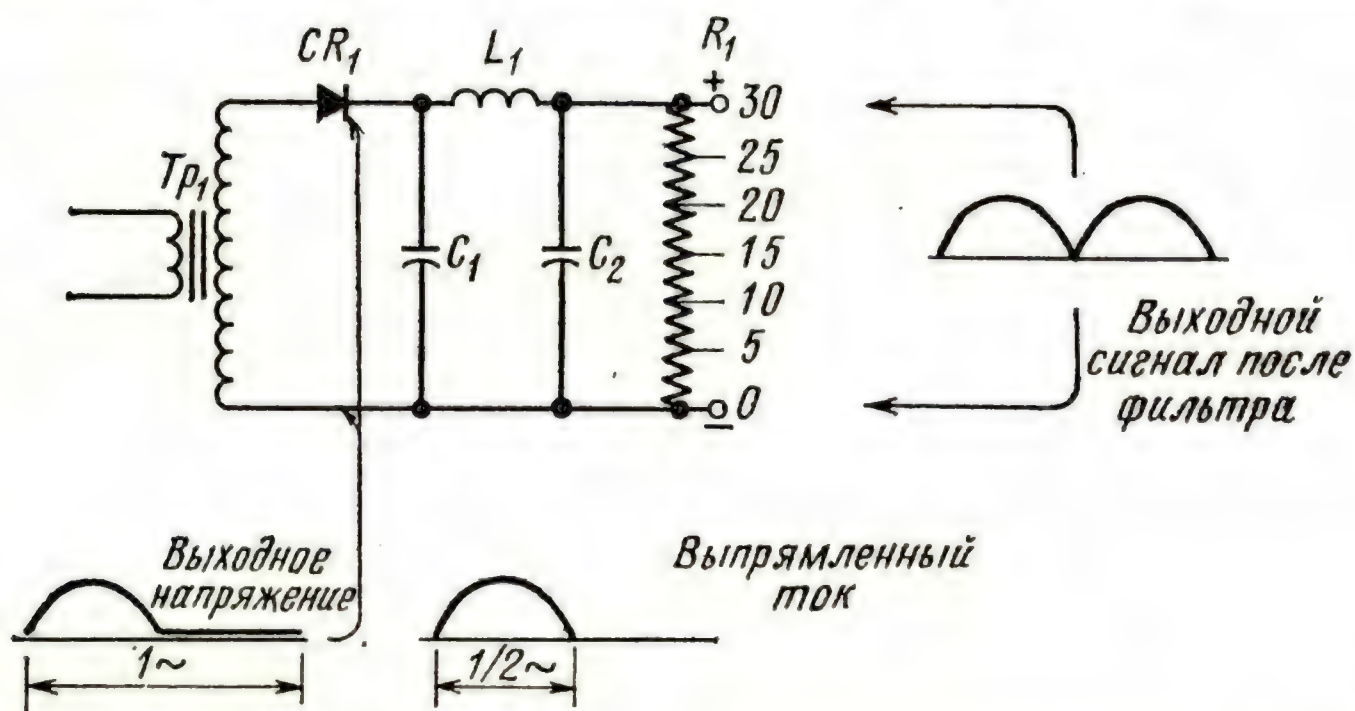


Рис. 3.1. Основная схема однофазного однополупериодного выпрямителя.

фильтра C_2 также используется для сглаживания пульсирующего постоянного тока. На выходе источника питания установлено сопротивление R_1 . Оно используется не во всех схемах, иногда выход схемы подключают непосредственно к нагрузочной схеме. Если же используются резистор R_1 , то его обычно называют *вспомогательным нагрузочным*, поскольку он потребляет незначительный ток от источника питания и служит для стабилизации выходного сигнала.

Если сопротивление R_1 реализовано в виде одного резистора с отводами либо набрано из нескольких последовательно включенных резисторов, то с этой дополнительной нагрузоч-

ной цепи можно снять несколько различных напряжений. Например, если выходное напряжение источника питания составляет 30 В, а делитель напряжения выполнен из шести резисторов с одинаковыми номиналами, то, как показано на рис. 3.1, на выходе имеются следующие напряжения: 5, 10, 15, 20, 25 и 30 В.

Выходной сигнал этой схемы представляет собой постоянный ток, но необязательно постоянное напряжение. В реальных условиях на выходе присутствует некоторая «пульсация» или изменение амплитуды. Выходное напряжение немного снижается между циклами (отрицательный пик пульсирующего напряжения), а затем повышается до своего максимального значения на каждой полуволне (положительный пик пульсирующего напряжения). Обычно полный размах (двойная амплитуда) пульсирующего напряжения выражается в процентах от общего выходного напряжения источника питания. Например, если источник питания обеспечивает на выходе постоянное напряжение 100 В на вспомогательном нагрузочном резисторе, а пульсация имеет полный размах 3 В, то, следовательно, пульсация составляет 3 %. Величина пульсаций у любого заданного типа схемы источника питания (однополупериодного, двухполупериодного и т. д.) зависит от применяемого фильтра.

3.2. Двухполупериодные схемы

В двухполупериодном источнике питания для формирования выходного напряжения используются как положительный,

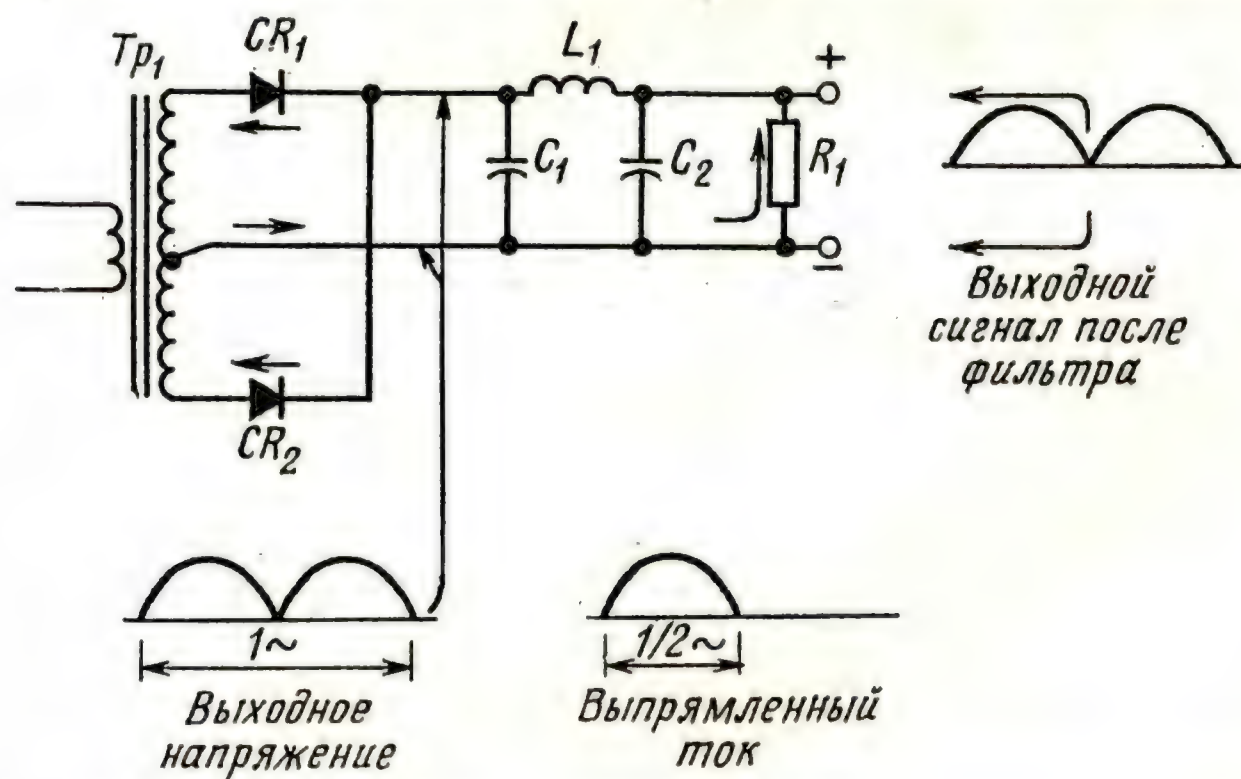


Рис. 3.2. Основная схема однофазного двухполупериодного выпрямителя.

так и отрицательный цикл переменного сигнала. Вследствие этого для реализации двухполупериодной схемы требуются два диода и трансформатор с центральным отводом. Как показано на рис. 3.2, один конец вторичной обмотки

трансформатора подключен к диоду CR_1 , в то время как ее противоположный конец соединен с диодом CR_2 . Центральный отвод подключен к общей или земляной точке схемы. Полное напряжение на вторичной обмотке трансформатора равно приблизительно удвоенному выходному напряжению источника питания.

Конденсаторы фильтра заряжаются в два раза быстрее, чем при однополупериодном выпрямлении, поскольку ток протекает через вспомогательный нагрузочный резистор в одном и том же направлении на обоих полупериодах или половинах цикла. В результате этого частота пульсаций в два раза выше, чем при однополупериодном выпрямлении. Поскольку время разряда между пиковыми значениями пульсирующего постоянного тока составляет только половину этого же времени при однополупериодном выпрямлении, а временной интервал между ними короче, то и время разряда конденсаторов фильтра меньше. Это позволяет легче поддерживать относительно высокий заряд и обеспечивать большее сглаживание выходного напряжения, чем в однополупериодном источнике питания.

3.3. Двухполупериодные мостовые схемы

Мостовая схема дает возможность получить двухполупериодное выпрямление, используя трансформатор без центрального отвода. Как изображено на рис. 3.3, в основной мос-

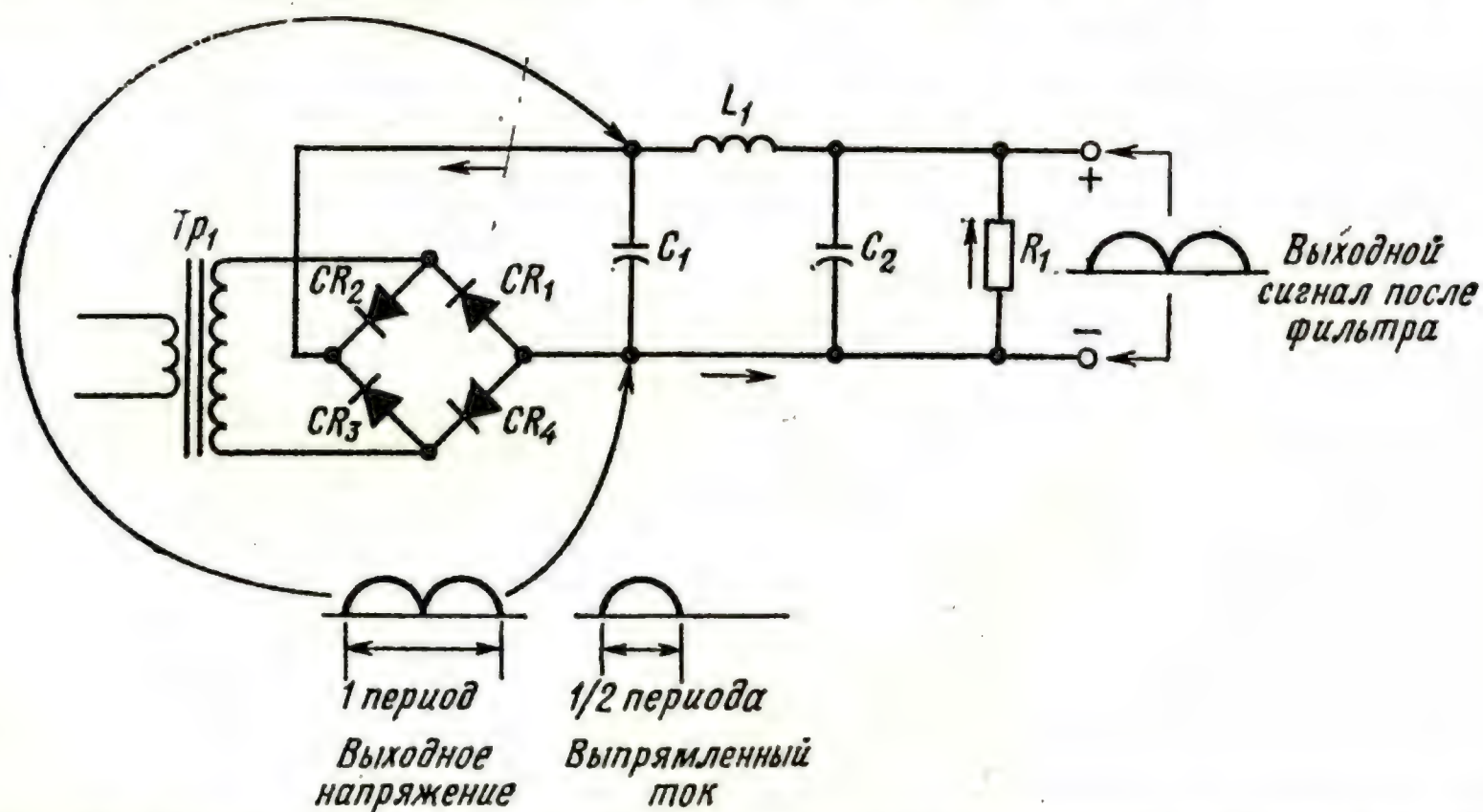


Рис. 3.3. Основная схема однофазного двухполупериодного мостового выпрямителя.

товой схеме требуется уже четыре выпрямительных диода. При положительном полупериоде, т. е. когда верхний конец вторичной обмотки трансформатора становится положительным, ток протекает от нижнего конца вторичной обмотки

через диод CR_4 , нагрузку или вспомогательный нагрузочный резистор R_1 и диод CR_2 к верхнему концу вторичной обмотки. На следующем полупериоде, когда уже нижний конец вторичной обмотки трансформатора становится положительным, ток протекает от верхнего ее конца через диод CR_1 , нагрузку или вспомогательный нагрузочный резистор и диод CR_3 к нижнему концу вторичной обмотки. Так как ток протекает через вспомогательный нагрузочный резистор или нагрузочное сопротивление в одном и том же направлении на обоих половинах периода, то происходит двухполупериодное выпрямление. При этом обеспечивается более высокая частота пульсаций и более эффективная ее фильтрация.

3.4. Трехфазные схемы

Трехфазные источники питания, показанные на рис. 3.4—3.7, аналогичны исходным одно- и двухполупериодным схемам, за исключением того, что для каждой фазы требуется свой собственный диод (однополупериодная схема) или диоды (двухполупериодная схема). Это позволяет снизить величину тока через каждый диод (т. е. использовать менее мощные диоды) и увеличить частоту пульсаций (упростить фильтр).

В изображенную на рис. 3.4 трехфазную Y-образную схему входят три выпрямителя. Через каждый выпрямитель протекает одна треть общего выходного тока, и частота пульсаций в три раза выше, чем у соответствующего однополупериодного выпрямителя, и, следовательно, она в три раза выше линейной частоты.

В трехфазной двухполупериодной схеме, представленной на рис. 3.5, используется уже шесть выпрямителей. Эта схема производит удвоенное выходное напряжение при тех же условиях работы трансформатора. Через каждый выпрямитель протекает одна треть всего выходного тока, и частота пульсаций в три раза выше, чем у соответствующей двухполупериодной схемы (или в шесть раз выше линейной частоты).

Схема шестифазной «звезды», которая также содержит шесть выпрямителей, приведена на рис. 3.6. Однако только одна шестая часть общего выходного тока протекает через каждый выпрямитель.

Трехфазная двойная Y-образная схема с межфазным трансформатором, изображенная на рис. 3.7, содержит шесть соединенных параллельно однополупериодных выпрямителей. Она производит удвоенный выходной ток по сравнению с однополупериодной схемой (рис. 3.4), а также частоту пульсаций в шесть раз выше линейной частоты.

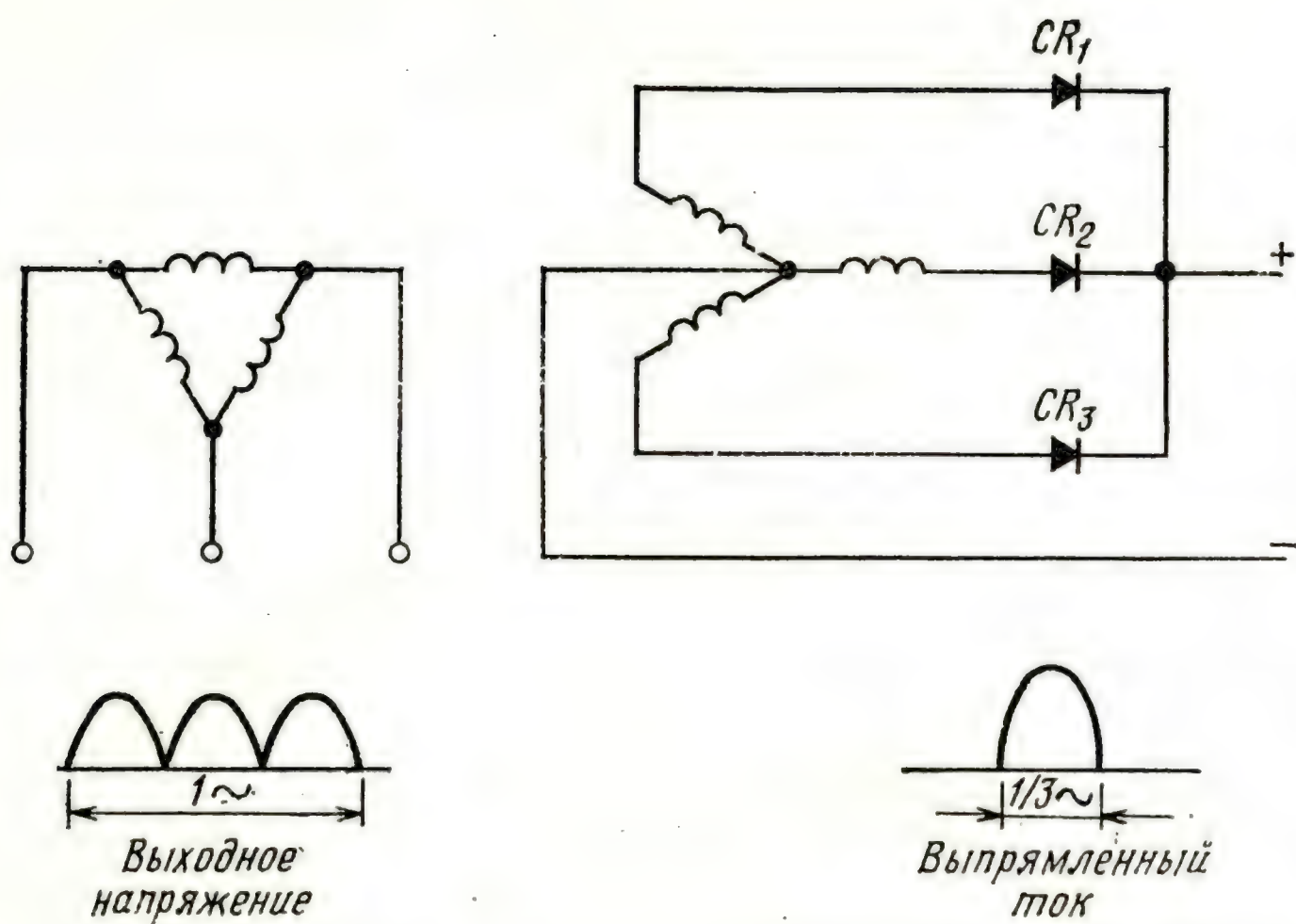


Рис. 3.4. Основная схема трехфазного однополупериодного выпрямителя.

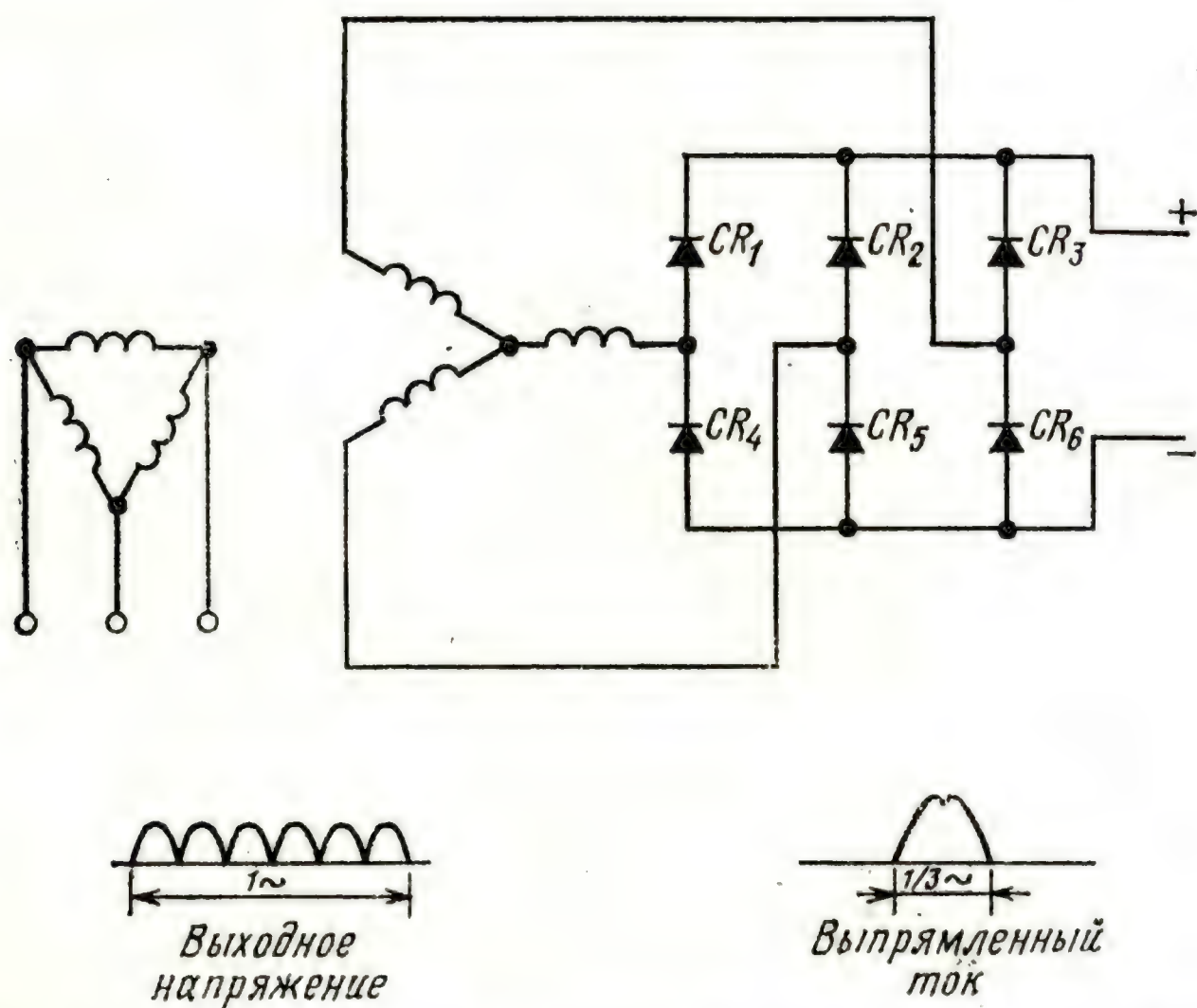


Рис. 3.5. Основная схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя.

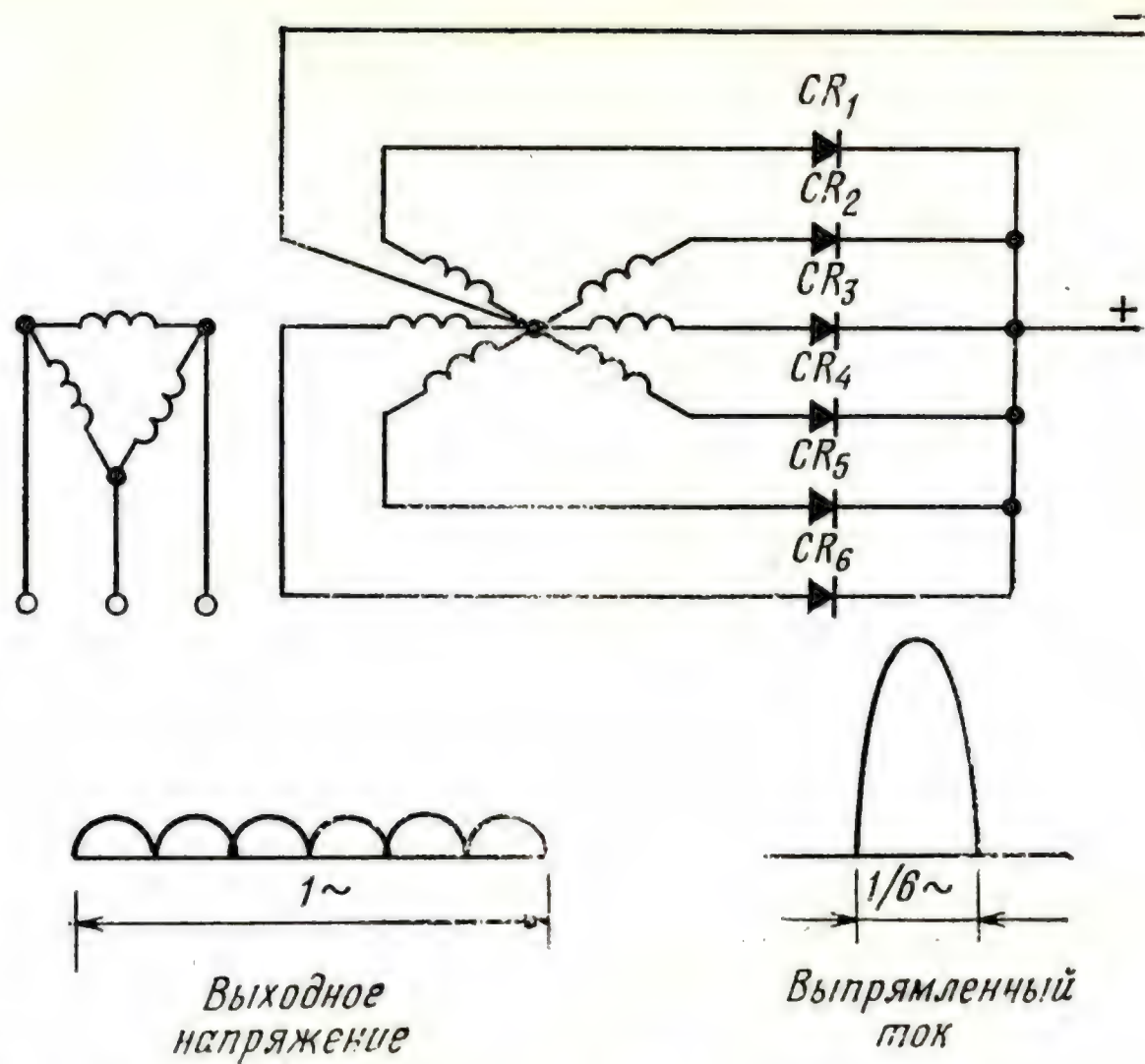


Рис. 3.6. Основная схема шестифазного выпрямителя.

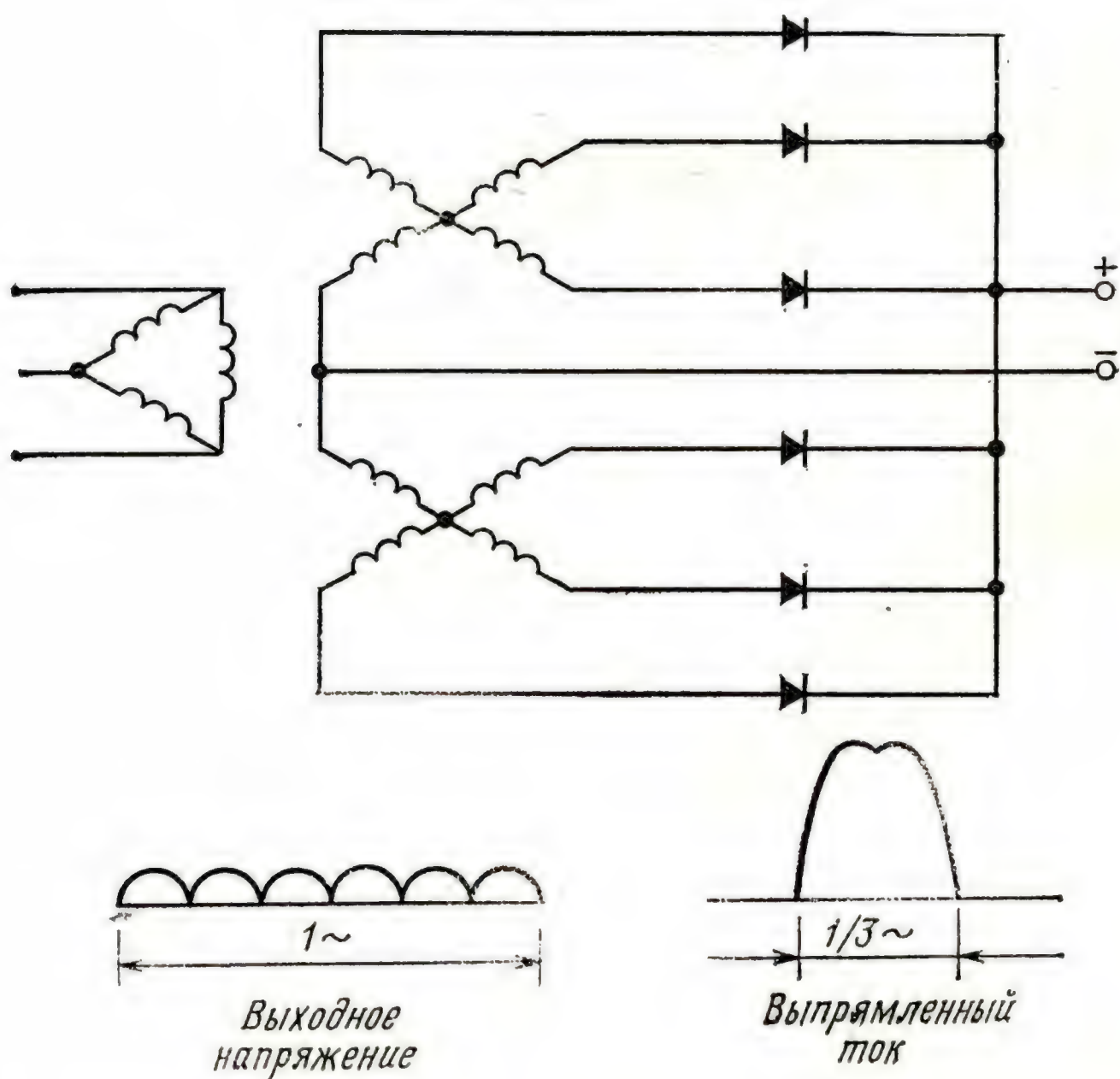


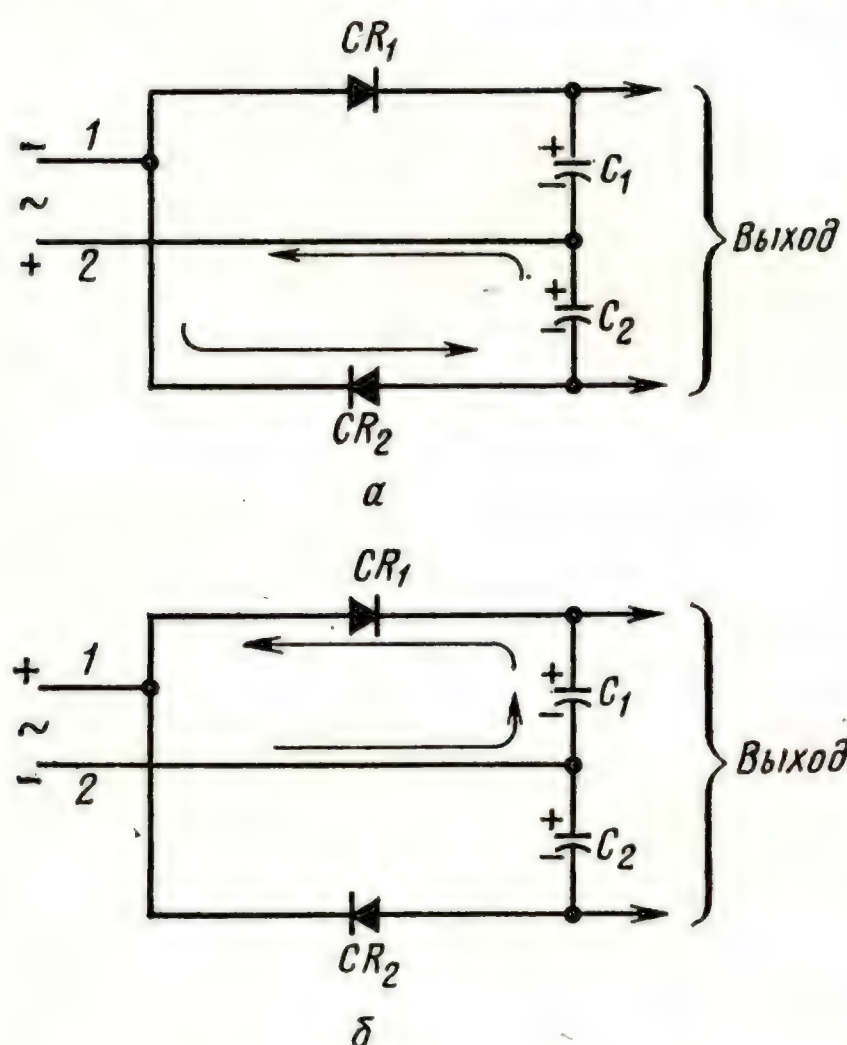
Рис. 3.7. Основная схема трехфазного выпрямителя с трансформатором.

3.5. Схемы с удвоением и утроением напряжения

Удвоение и утроение напряжения применяется в тех случаях, когда необходимо обеспечить более высокое напряжение. С помощью таких схем можно увеличить имеющееся переменное напряжение без использования трансформатора.

3.5.1. Схемы с удвоением напряжения

Как показано на рис. 3.8, основная схема с удвоением напряжения содержит два выпрямительных диода и два конденсатора. Когда полупериод линейного переменного тока становится таким, что на зажиме 1 присутствует отрицательное,



а на зажиме 2 положительное напряжение, то ток протекает от зажима 1 в указанном направлении (рис. 3.8, а). Путь тока от зажима 1 проходит через диод CR_2 и конденсатор C_2 и затем к положительному зажиму 2. В течение того времени, когда ток протекает в указанном направлении, заряжается конденсатор C_2 .

В течение следующего полупериода, т. е. когда напряжение на зажиме 1 становится положительным, а на зажиме 2 отрицательным, ток протекает, как показано на рис. 3.8, б. В результате этого

он протекает через зажим 2 и заряжает конденсатор C_1 до максимального значения переменного тока. Далее ток протекает через диод CR_1 к положительному зажиму 1.

Конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до амплитудных значений линейного переменного напряжения на противоположных половинах периода. Постоянное выходное напряжение снимается с этих двух конденсаторов. Следовательно, это постоянное напряжение приблизительно в двое превышает переменное напряжение. По существу эти два конденсатора включены последовательно с полярностью, дающей увеличение общего напряжения.

3.5.2. Схемы с утроением напряжения

Как показано на рис. 3.9, основная схема с утроением напряжения содержит три выпрямительных диода и три кон-

денсатора. Когда полупериод переменного линейного тока становится таким, что напряжение на зажиме 1 становится положительным, а на зажиме 2 отрицательным, то ток протекает от зажима 2 через диод CR_1 к зажиму 1. Диод CR_1 в этих условиях смещен в прямом направлении, что обеспечивает заряд конденсатора C_1 переменным линейным напряжением.

В течение следующего полупериода, т. е. когда на зажиме 1 присутствует отрицательное, а на зажиме 2 положи-

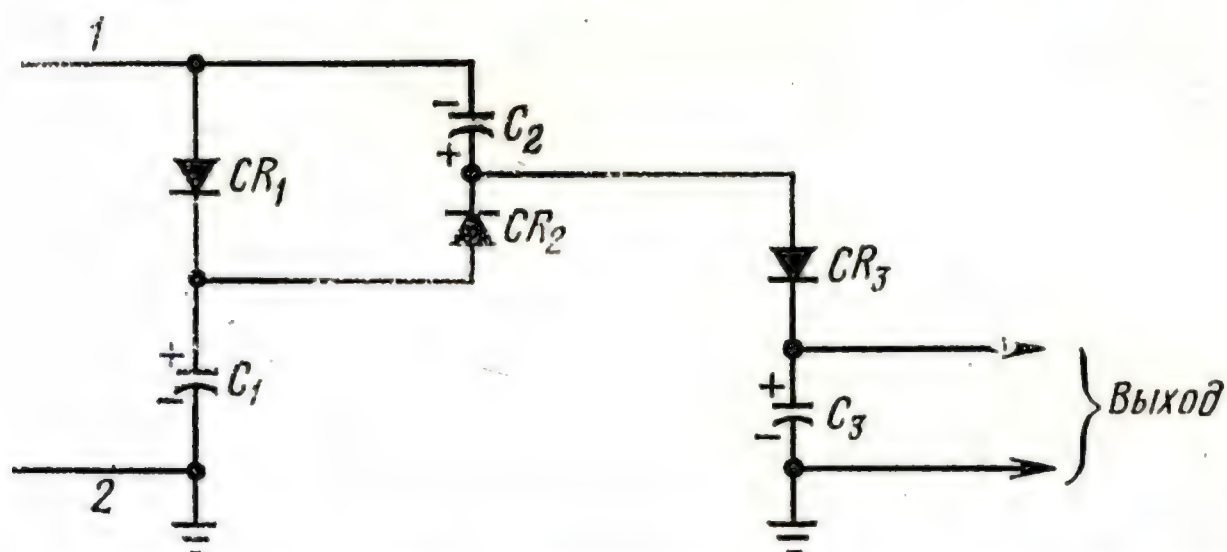


Рис. 3.9. Основная схема выпрямителя с утроением напряжения.

тельное напряжение, диод CR_1 смещен в обратном направлении и не проводит ток. Диод CR_2 смещен в прямом направлении и обеспечивает протекание тока через конденсатор C_1 в направлении зажима 2. Заряд, который уже имеется на конденсаторе C_1 , добавляется к переменному линейному напряжению и определяет заряд на конденсаторе C_2 . Этот заряд пропорционален линейному напряжению, добавленному к уже имеющемуся на конденсаторе C_1 заряду.

В течение следующего полупериода, когда напряжение на зажиме 1 снова становится положительным, а на зажиме 2 отрицательным, конденсатор C_1 снова заряжается описанным ранее способом. Но в это же время диод CR_3 проводит ток и происходит зарядка конденсатора C_3 . При этом заряд на конденсаторе C_3 составляется из линейного напряжения и имеющегося на конденсаторе C_2 заряда. Поскольку конденсатор C_2 уже заряжен до удвоенного напряжения, то оно, сложившись с линейным напряжением, обеспечивает утроенное напряжение на конденсаторе C_3 .

3.6. Схемы стабилизации

Номинал напряжения, который может обеспечить источник питания, определяется имеющимся исходным напряжением (линейным или на трансформаторе) и падением напряжения на выпрямителях и фильтре. Падение напряжения зависит от величины тока, который протекает через элементы источника питания (выпрямители, дроссели и т. п.). Чем

большой ток отбирается от источника питания, тем большее падение напряжения происходит на его элементах, что в свою очередь приводит к снижению его выходного напряжения. Когда же от источника питания отбирается меньший ток, выходное напряжение возрастает, поскольку падение напряжения на элементах источника питания минимально.

Изменение выходного напряжения в зависимости от отбираемого от источника питания тока характеризуется *коэффициентом стабилизации напряжения* или просто *коэффициентом стабилизации*. Обычно его значение выражается в процентах и определяется следующим образом:

Коэффициент стабилизации (%) =

$$= \frac{\text{Напряжение холостого хода} - \text{Напряжение при полной нагрузке}}{\text{Напряжение при полной нагрузке}} \times 100.$$

Это уравнение употребляется для определения коэффициента стабилизации напряжения и учитывает пропорциональность увеличения или уменьшения напряжения при изменении нагрузки источника питания. Чем меньше различие в напряжении режимов холостого хода и полной нагрузки, тем лучше коэффициент стабилизации.

3.6.1. Стабилизация на основе фильтра

Элементы фильтра (дроссели и конденсаторы) обеспечивают в некоторой степени стабилизацию схемы источника питания. Если бы выходное напряжение стало снижаться, то разряжаясь конденсаторы сохраняли бы это напряжение постоянным. Аналогичным образом падение напряжения вызывает разрушение (или уменьшение) магнитного поля, существующего вокруг дросселя фильтра. Изменение магнитного поля наводит ток в самой катушке, направление которого противоположно току, вызвавшему это изменение поля. Следовательно, дроссель фильтра противодействует любому изменению амплитуды напряжения. Эта производимая фильтрующей цепью стабилизация во многих практических случаях вполне достаточна. В других же случаях режим на выходе источника питания должен сохраняться до некоторых критических значений напряжения или тока. Для обеспечения стабилизации и напряжения, и тока был разработан ряд полупроводниковых схем. Подобные схемы кратко рассмотрены в следующих разделах.

3.6.2. Стабилизация на основе стабилитрона

Наиболее общий способ реализации стабилизации напряжения в полупроводниковых схемах основывается на использовании в них стабилитронов. (В определенных пределах стабилитрон поддерживают напряжение на своих контактах по-

стоянным независимо от величины тока.) В наиболее простом виде такая схема на стабилитроне состоит из последовательного сопротивления R_S и включенного параллельного диода CR_1 (рис. 3.10). Значение сопротивления R_S выбирается исходя из требуемой нагрузочной способности согласно соотношению, приведенному в подписи к рис. 3.10. Если значение

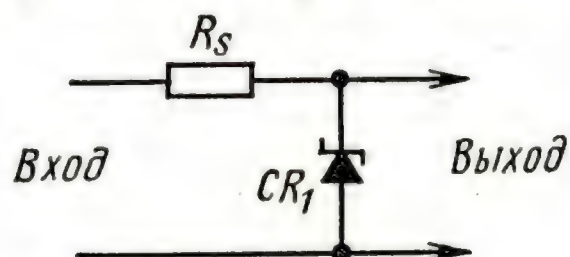


Рис. 3.10. Основная схема стабилизации на стабилитроне.

Выходное напряжение = напряжение стабилитрона; мощность рассеяния стабилитрона = напряжение стабилитрона $\times$ ток стабилитрона; минимальное входное напряжение $> 1,4 \times$ напряжение стабилитрона; напряжение стабилитрона $\approx 0,7 \times$ наименьшее входное напряжение; рабочая мощность стабилитрона $\approx 3 \times$ мощность нагрузки; R_S (в омах) $\approx (\text{максимальное входное напряжение} - \text{напряжение стабилитрона})^2 / \text{рабочая мощность рассеяния}$; отклонения входного напряжения $< 30\%$ макс. входного напряжения; ток нагрузки = напряжение стабилитрона / сопротивление нагрузки; мощность нагрузки = напряжение стабилитрона $\times$ ток нагрузки; рабочий ток стабилитрона $\approx 3 \times$ ток нагрузки.

сопротивления R_S велико, то стабилитрон не обеспечивает стабилизацию при больших токах нагрузки. Если же R_S мало, то допустимая мощность рассеяния стабилитрона может быть превышена при малых значениях тока нагрузки.

Иногда требуется обеспечить стабилизацию напряжения, которое отличается от стандартных напряжений стабилитронов. Эту проблему можно преодолеть с помощью различных

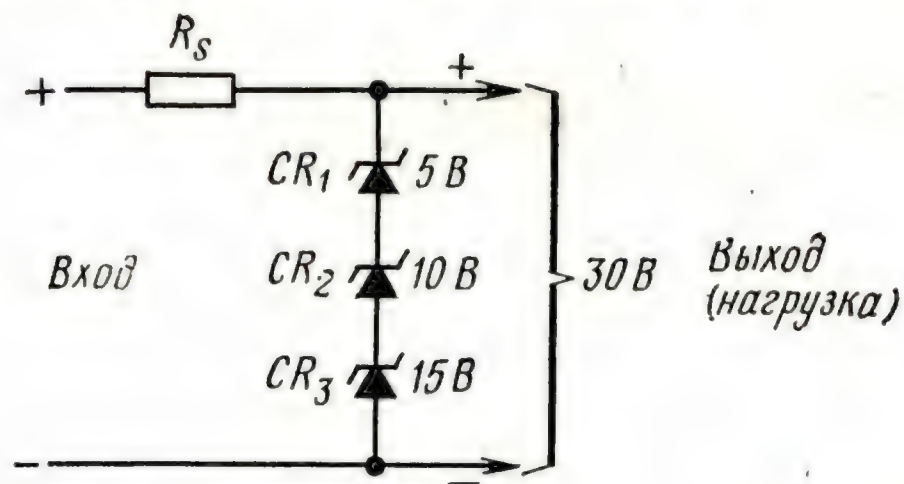


Рис. 3.11. Основная схема стабилизации напряжения, превышающего напряжение стабилитрона.

схем включения стабилитронов. Например, стабилитроны допускается включать последовательно, как показано на рис. 3.11. Общее стабилизированное напряжение будет равно тогда сумме напряжений на отдельных стабилитронах. Для указанных на рис. 3.11 номиналов напряжений стабилитронов (5, 10 и 15 В) это общее стабилизированное напряжение равно 30 В. Причем номиналы напряжений стабилизации стабилитронов могут быть разными, поскольку эта структура самостабилизирующаяся. Однако мощностные параметры каждого стабилитрона должны быть одинаковыми. Аналогичным образом должен быть идентичным и диапазон их рабочих

токов или необходимо выбрать нагрузки такими, чтобы устранить возможность выхода из строя любого из стабилизаторов.

Стабилитрон можно также выключать и последовательно, как показано на рис. 3.12. Эта схема используется только

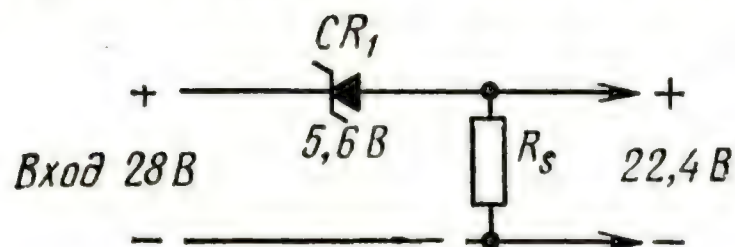


Рис. 3.12. Основная последовательная схема стабилизации небольших падений напряжения.

в тех случаях, когда требуется обеспечить небольшое падение напряжения. Показанная на рис. 3.11 параллельная схема применяется при больших падениях напряжения. В последовательной схеме (рис. 3.12) падение напряжения на стабилитроне составляет 5,6 В, что позволяет понизить входное напряжение с 28 до 22,4 В. Следует отметить, что весь ток нагрузки плюс ток через сопротивление R_s протекает через последовательный стабилитрон. Таким образом, исходя из

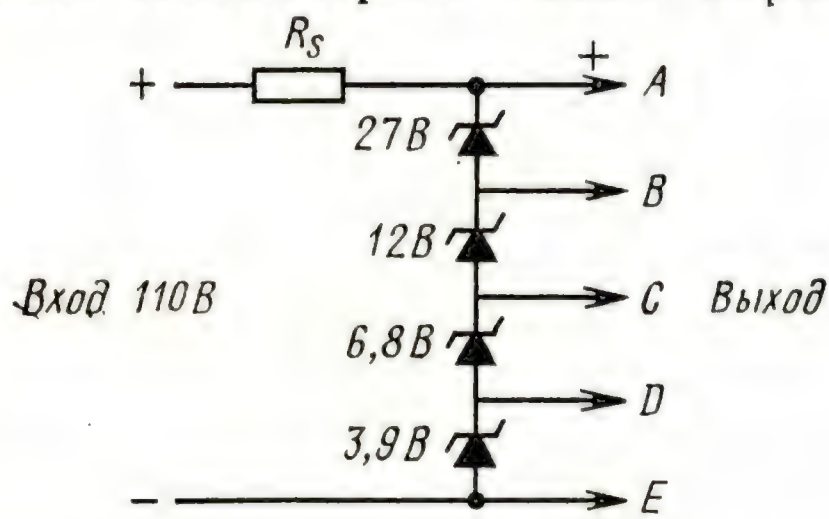


Рис. 3.13. Стабилитронная схема делителя напряжения.

этого общего тока и рассчитываются мощностные показатели стабилитрона.

Отдельные стабилитроны можно включать последовательно и, таким образом, реализовать делитель, с которого можно снимать стабилизированные напряжения. Схема такого делителя приведена на рис. 3.13. При использовании четырех стабилитронов с указанными на схеме номинальными напряжениями имеется возможность на соответствующих контактах получить следующие десять напряжений, а именно: 3,9 DE, 6,8 CD, 10,7 CE, 12 BC, 18,8 BD, 22,7 BE, 27 AB, 39 AC, 45,8 AD и 49,7 AE. Можно таким образом включить стабилитроны, что стабилизированное выходное напряжение окажется ниже, чем у самого стабилитрона. Такая схема на двух стабилитронах представлена на рис. 3.14. Ее выходное напряжение представляет собой стабилизированное разностное напряжение ($8,2 - 6,8 = 1,4$). Такая структура обеспечивает хорошую

температурную компенсацию выходного напряжения, поскольку напряжения обоих стабилитронов в диапазоне тем-

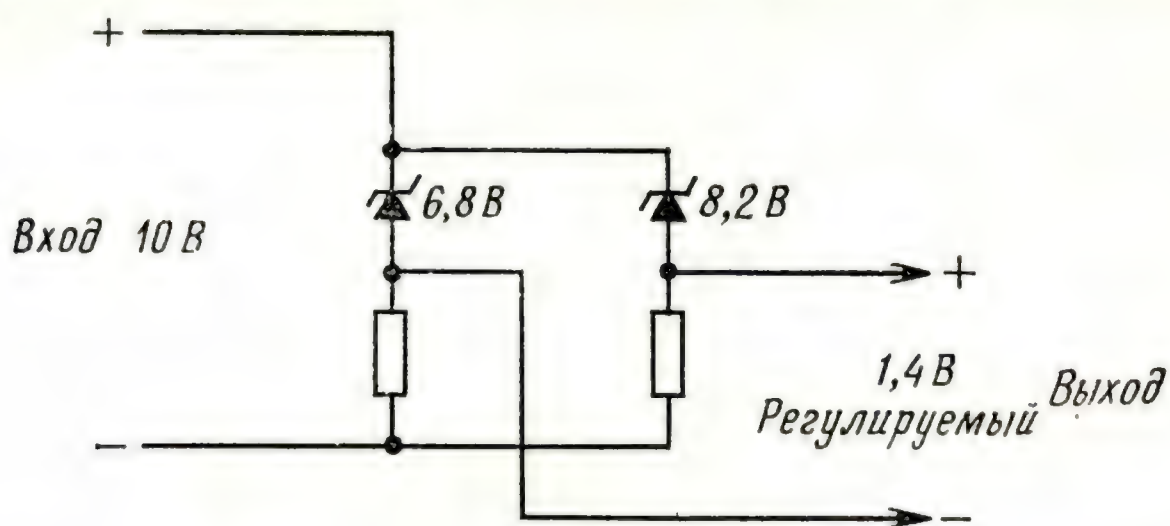


Рис. 3.14. Основная схема стабилизации напряжения, меньшего напряжения стабилитрона.

ператур изменяются одинаковым образом, следовательно, само разностное напряжение сохраняется неизменным.

Стабилитроны можно также использовать и для реализации регулируемого стабилизированного напряжения. Подоб-

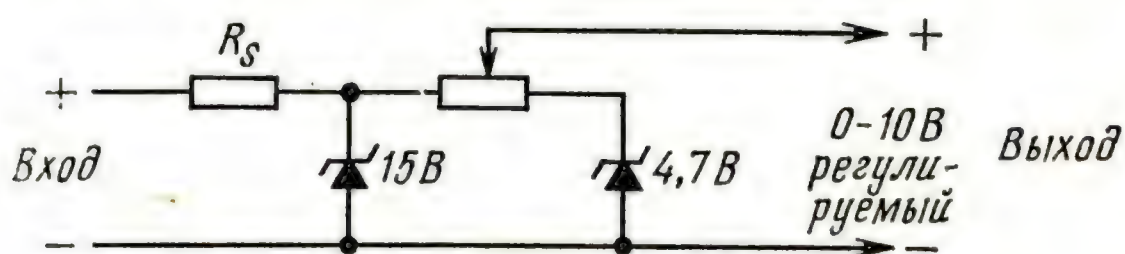


Рис. 3.15. Основная стабилитронная схема регулируемого стабилизированного напряжения.

ная схема показана на рис. 3.15. Для получения требуемого диапазона регулировок выходного напряжения допускается любое включение стабилитронов.

3.6.3. Расширение возможностей стабилизации на основе стабилитронов

Возможности управлять напряжением с помощью стабилитрона можно расширить, если его использовать для регулировки рабочей точки транзистора или группы транзисторов. Существуют два основных типа транзисторных стабилизаторов, а именно параллельный и последовательный. Параллельный стабилизатор включается параллельно с выходом источника питания, а последовательный стабилизатор — последовательно.

3.6.4. Параллельные стабилизаторы напряжения

На рис. 3.16 приведена наиболее простая структура параллельного стабилизатора на транзисторе. Транзистор T_1 устанавливается на выходе источника питания подобно перемен-

ному «вспомогательному нагрузочному» резистору, ток через который протекает по пути эмиттер — коллектор. Ток базы протекает через стабилитрон CR_1 . Оба этих тока, а также ток нагрузки проходят через последовательный резистор R_1 .

Если нагрузка на источник питания увеличилась, то через резистор R_1 начинает протекать больший ток и выходное напряжение понижается. При этом меньший ток поступает на

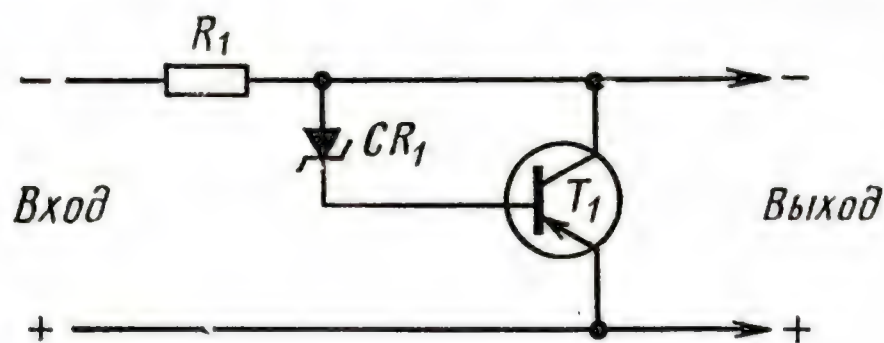


Рис. 3.16. Основная параллельная схема стабилизации.

стабилитрон CR_1 , снижается прямое смещение транзистора T_1 и меньший ток отбирается от источника питания цепью эмиттер — коллектор транзистора. Это приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе R_1 и вызывает увеличение выходного напряжения источника питания. Таким образом,

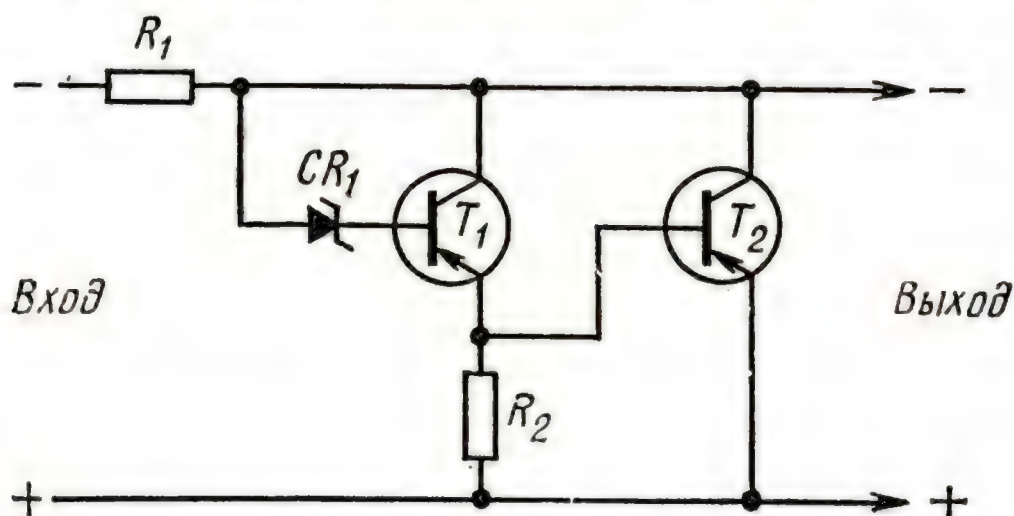


Рис. 3.17. Основная каскадная параллельная схема стабилизации.

осуществляется компенсация начального уменьшения напряжения.

Когда отбираемый от источника питания ток изменяется в широких пределах, параллельные стабилизаторы часто соединяются каскадно для увеличения их эффективности. Типовой каскадный параллельный стабилизатор изображен на рис. 3.17. Транзисторы T_1 и T_2 расположены на выходе источника питания и действуют как переменные резисторы. Ток базы транзистора T_1 протекает через стабилитрон CR_1 , а ток базы транзистора T_2 зависит от тока, протекающего через резистор R_2 . Напряжение на резисторе R_2 определяется протекающим через него током. Все эти токи, а также ток нагрузки, протекают через последовательный резистор R_1 .

При уменьшении нагрузки на источник питания через резистор R_1 протекает меньший ток и, следовательно, выходное

напряжение возрастает. Тогда больший ток проходит через стабилитрон CR_1 и переход база — эмиттер транзистора T_1 . Это вызывает увеличение прямого смещения на транзисторе T_1 , что приводит к увеличению тока цепи эмиттер — коллектор, который отбирается от источника питания. Далее, больший ток проходит через эмиттерный резистор R_2 , что вызывает возрастание падения напряжения на нем. Прямое смещение транзистора T_2 растет, и еще больший ток от источника питания отбирается цепью эмиттер — коллектор. Этот возросший ток через транзисторы T_1 и T_2 вызывает повышенное падение напряжения на резисторе R_1 , что приводит к снижению выходного напряжения источника питания. Таким

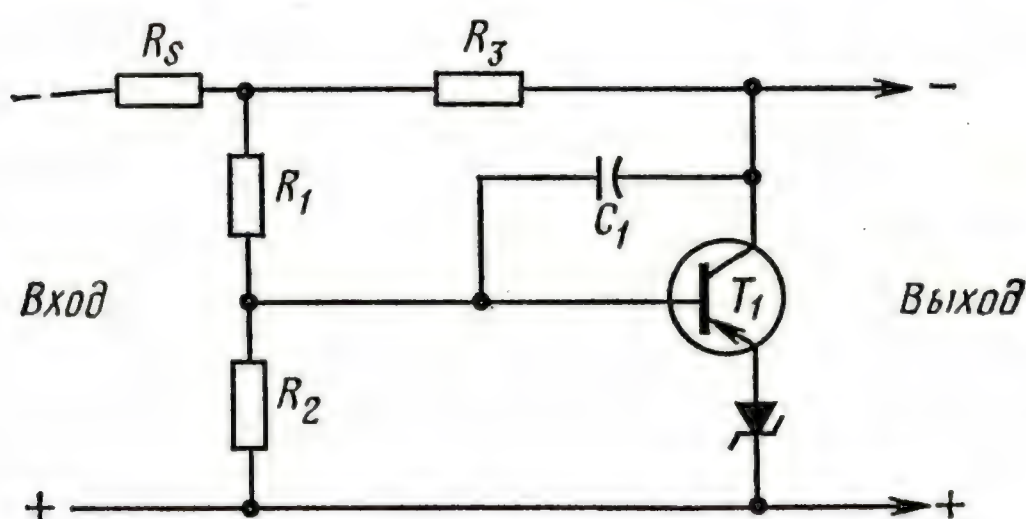


Рис. 3.18. Основной параллельный стабилизатор напряжений, превышающих напряжение стабилитрона.

образом, производится компенсация начального отклонения выходного напряжения.

Такой транзисторный параллельный стабилизатор можно применять для напряжений бóльших или меньших напряжения стабилитрона.

На рис. 3.18 представлена схема параллельного стабилизированного источника для формирования выходных напряжений, превышающих напряжение стабилитрона. Если пренебречь влиянием сопротивления R_S или полагать, что исходным напряжением является напряжение в точке соединения сопротивлений R_S и R_1 , то выходное напряжение определяется отношением сопротивлений R_1/R_2 или $(R_1 + R_2)/R_2$. Например, если сопротивления R_1 и R_2 имеют одинаковые номиналы, то выходное напряжение в два раза превышает напряжение стабилитрона. Резистор R_3 предназначен для компенсации отклонения питания схемы стабилизации. Высокое значение сопротивления R_3 приводит к перекомпенсации, в то время как при слишком малом его значении наблюдается недокомпенсация. Номинал резистора R_3 часто определяется с помощью метода проб и ошибок при замене его потенциометром.

На рис. 3.19 показана схема параллельного стабилизированного источника, обеспечивающего выходные напряжения,

меньшие напряжения стабилитрона. Потенциометр R_2 используется в качестве переменного делителя напряжения и устанавливает значение стабилизированного выходного напряжения. Прямое смещение транзистора T_1 задается падением напряжения на резисторе R_1 (или током через него). Если же напряжение источника имеет тенденцию к повышению, то через стабилитрон CR_1 и резистор R_1 потечет больший ток,

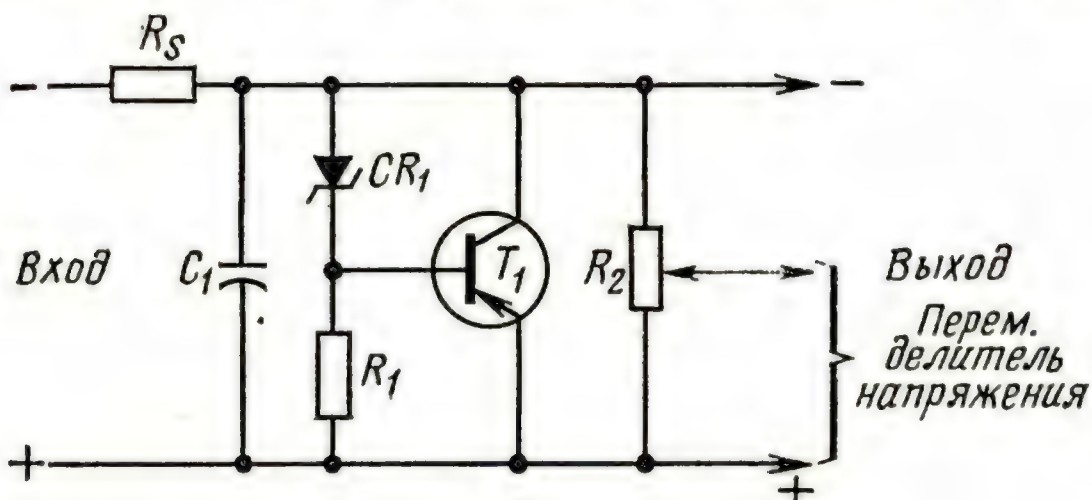


Рис. 3.19. Основной параллельный стабилизатор напряжения, меньшего напряжения стабилитрона.

приводящий к увеличению прямого смещения транзистора T_1 . Это увеличение тока цепи коллектор — эмиттер транзистора T_1 , который также проходит и через резистор R_s , вызывает большее падение напряжения на резисторе R_s и, следовательно, первоначальное отклонение напряжения источника компенсируется.

3.6.5. Последовательные стабилизаторы напряжения

Последовательная схема обычно используется в тех случаях, когда требуется обеспечить стабилизацию напряжения при больших изменениях токов. Исходный последовательный транзисторный стабилизатор напряжения показан на рис. 3.20.

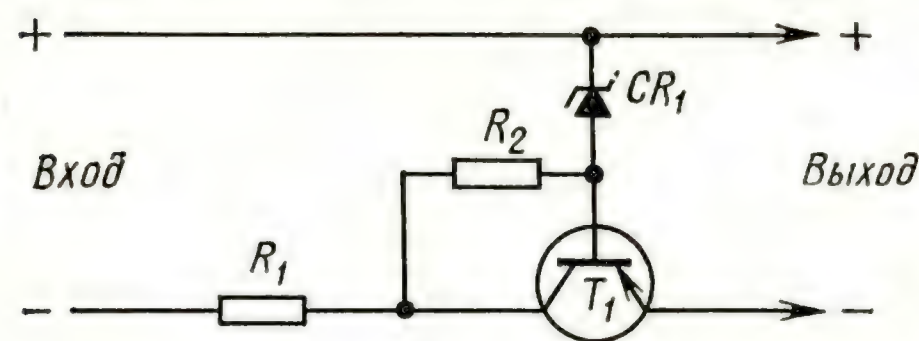


Рис. 3.20. Основная последовательная схема стабилизации.

Транзистор T_1 включен последовательно с выходом источника питания и последовательным резистором R_1 . Он действует как «переменный последовательный резистор», ток которого протекает по цепи коллектор — эмиттер. Этот ток протекает

также через резистор R_2 и стабилитрон CR_1 , которые и определяют напряжение на базе транзистора T_1 . Напряжение на базе транзистора T_1 задается протекающим через резистор R_2 током. Это напряжение на базе остается фиксированным относительно положительного зажима источника питания, но меняется относительно его отрицательного зажима.

При возрастании прямого смещения цепи база — эмиттер транзистора T_1 уменьшается «сопротивление» эмиттер — коллектор, которое включено последовательно с выходом источника питания. Это в свою очередь вызывает уменьшение падения напряжения на сопротивлении эмиттер — коллектор и повышает выходное напряжение источника питания.

Например, если бы увеличилась нагрузка на источник питания, то больший ток стал бы проходить через последовательный резистор, а также и через сопротивление эмиттер — коллектор транзистора T_1 , что привело бы к снижению

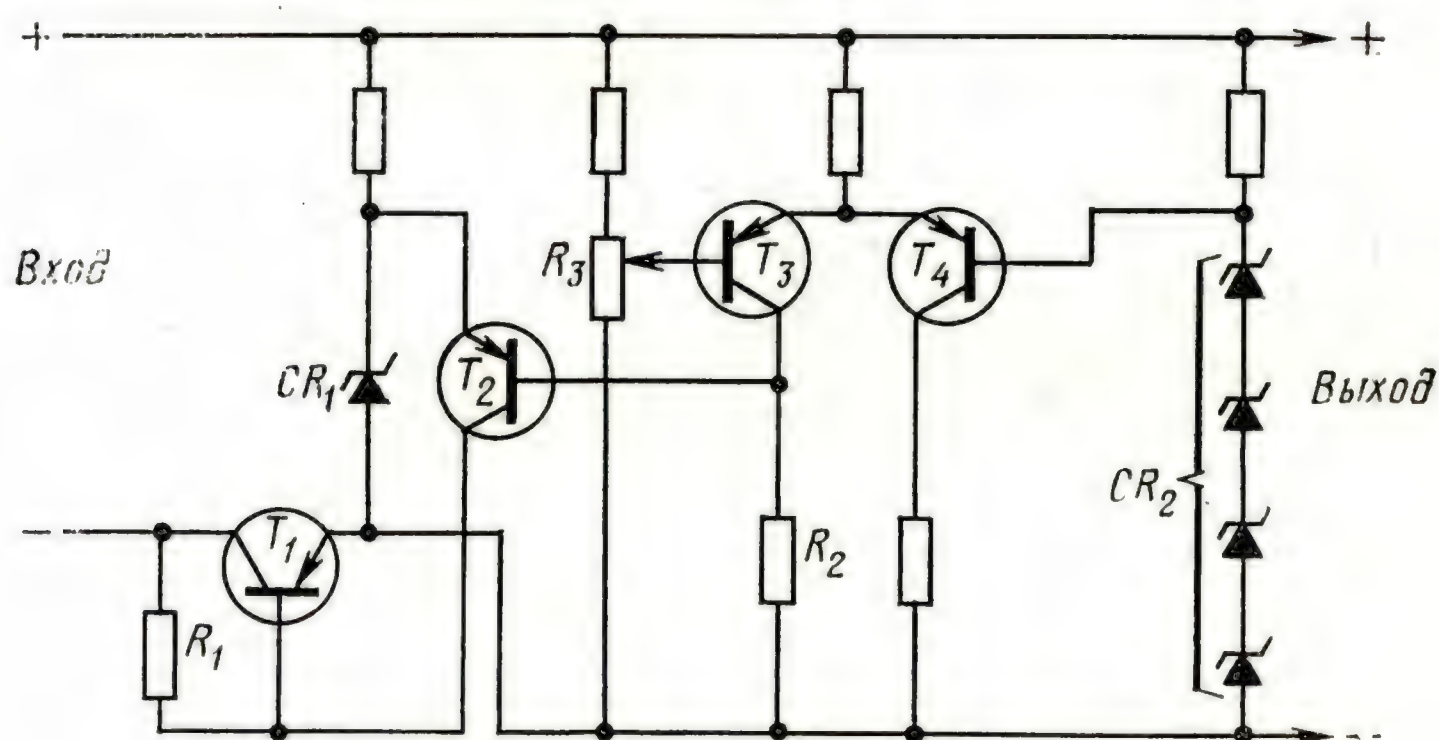


Рис. 3.21. Схема стабилизации высоких напряжений.

выходного напряжения источника питания. В этих условиях меньший ток протекает через стабилитрон CR_1 и резистор R_2 , увеличивая при этом прямое смещение на транзисторе T_1 . В свою очередь увеличение сопротивления эмиттер — коллектор транзистора T_1 повышает выходное напряжение источника питания.

Хотя работа полупроводниковых схем, как правило, не связана с высокими напряжениями, однако имеется возможность использовать такие схемы для стабилизации источников питания, имеющих высокие значения выходных напряжений. Подобная схема приведена на рис. 3.21. Транзистор T_1 включен последовательно с выходом источника питания и действует как переменный последовательный резистор. Ток протекает также через резистор R_1 , который задает напряжение на базе транзистора T_1 . Это напряжение определяется током, проходящим через резистор R_1 и через цепь эмиттер — коллектор транзистора T_2 .

При уменьшении прямого смещения на транзисторе T_1 его сопротивление эмиттер — коллектор, включенное последовательно источнику питания, возрастает. Это приводит к появлению большего падения напряжения на сопротивлении эмиттер — коллектор и снижает выходное напряжение источника питания. Ток цепи эмиттер-коллектор транзистора T_2 опреде-

ляется имеющимся на резисторе R_2 напряжением прямого смещения. Это напряжение задается током цепи эмиттер — коллектор транзистора T_3 . Напряжение на эмиттере транзистора T_2 поддерживается фиксированным, поскольку оно задается со стабилитрона CR_1 .

Транзисторы T_3 и T_4 используются для задания управляющего напряжения цепи стабилизации. Напряжение на базе транзистора T_4 поддерживается фиксированным с помощью стабилитрона CR_2 . Ток цепи эмиттер — коллектор транзистора T_4 остается постоянным, а его эмиттерное напряжение — фиксированным. Поскольку эмиттер транзистора T_3 соединен непосредственно с эмиттером транзистора T_4 , то он также работает при фиксированном напряжении. Однако напряжение на базе транзистора T_3 изменяется в зависимости от выходного напряжения источника питания.

Если же изменяется выходное напряжение источника питания, то изменяется и прямое смещение на транзисторе T_2 , что приводит к изменению падения напряжения на резисторе R_2 . Такие колебания прямого смещения на транзисторе T_2 вызывают колебания тока в цепи эмиттер — коллектор. Поскольку ток цепи эмиттер — коллектор транзистора T_2 проходит и через резистор R_1 , падение напряжения на нем изменяется, делая напряжение на базе транзистора T_1 более или менее отрицательным. Это изменяет прямое смещение на транзисторе T_1 и сопротивление цепи эмиттер — коллектор включенного последовательно с выходом источника питания. В свою очередь это приводит к появлению большего или меньшего падения напряжения на сопротивлении эмиттер — коллектор и изменяет выходное напряжение источника питания таким образом, что повышение или снижение исходного напряжения компенсируется.

Выходное напряжение источника питания устанавливается с помощью потенциометра R_3 , который формирует напряжение смещения на базе транзистора T_3 . В реальных условиях напряжение на выходе источника питания контролируется по вольтметру, подключенному к его выходным контактам (обычно при подключенной нагрузке), и устанавливается на требуемое значение потенциометром R_3 .

3.6.6. Стабилизаторы с большим током нагрузки

Если необходимо обеспечить стабилизацию в случае очень большого тока и весь этот ток проходит через единственный последовательный транзистор, то этот транзистор может не обеспечить удовлетворительного рассеяния выделяющегося тепла даже при установке его на радиатор. В такой ситуации транзистор может выйти из строя. Чтобы решить эту проблему нужно соединить несколько транзисторов параллельно друг другу. Затем такое звено транзисторов включить по-

следовательно с выходом источника питания, как показано на рис. 3.22.

Транзисторы $T_3 — T_6$, включенные последовательно с выходом источника питания и параллельно друг другу, действуют как переменные последовательные «резисторы». Ток делится поровну между этими четырьмя транзисторами таким образом, что каждый из них рассеивает одну четвертую часть общей мощности.

К базе транзистора T_1 приложено фиксированное напряжение (относительно эмиттера), которое задается стабилитроном CR_1 . Однако напряжение цепи эмиттер — коллектор

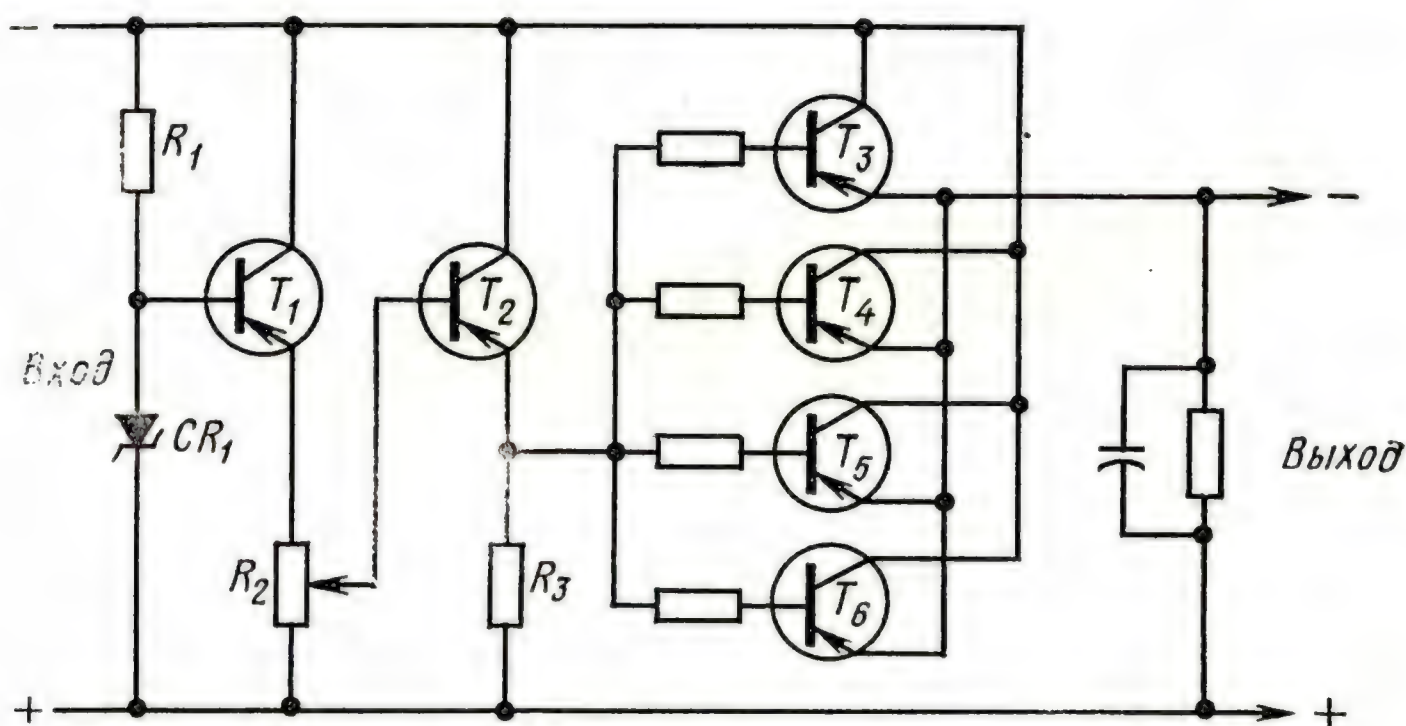


Рис. 3.22. Схема стабилизации напряжений при большом токе нагрузки.

транзистора T_1 изменяется одновременно с изменением напряжения источника питания. Если же вследствие какой-либо причины изменилось напряжение источника питания, то это приведет к отклонению напряжения на резисторе R_2 и прямого смещения транзистора T_2 . В свою очередь изменяется ток, протекающий через резистор R_3 . Поскольку напряжение на резистор R_3 задает прямое смещение на всех четырех транзисторах $T_3 — T_6$, то оно и определяет создаваемую транзисторами $T_3 — T_6$ величину сопротивления. Изменение падения на транзисторах $T_3 — T_6$ вызывает такое смещение выходного напряжения источника питания, которое компенсирует первоначальный уход напряжения. Выходное напряжение источника питания устанавливается с помощью регулировки потенциометра R_2 , который задает прямое смещение на базу транзистора T_2 .

3.6.7. Стабилизация тока

Полупроводниковые приборы могут применяться для стабилизации источника питания таким образом, чтобы он выдавал *постоянное значение тока*, а не напряжения. Основная

схема такого стабилизатора приведена на рис. 3.23. Транзистор T_1 выполняет роль переменного «последовательного резистора» в выходной цепи источника питания. Существуют две параллельные ветви прохождения тока. Одну ветвь образует включенный последовательно с резистором смещения R_3 стабилитрон CR_1 . Другая ветвь состоит из резистора R_1 и транзистора T_1 .

Если происходит отклонение выходного тока источника питания, то изменяется и ток через резистор R_3 и прямое смещение транзистора T_1 . В свою очередь изменяется сопротивление цепи эмиттер — коллектор транзистора T_1 , что и обеспечивает коррекцию величины проходящего тока. Полезный

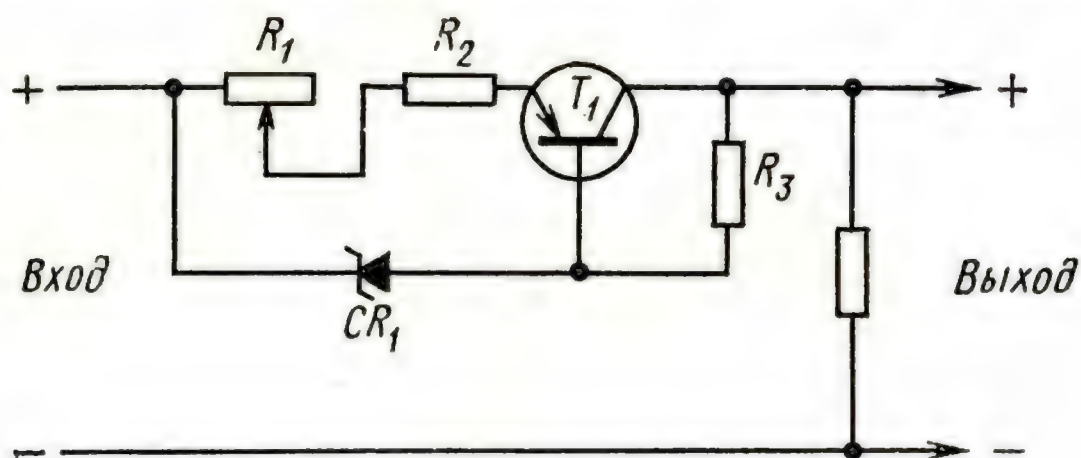


Рис. 3.23. Основная схема стабилизации тока.

результат такого включения состоит в том, что любому изменению тока через резистор R_3 соответствует равное, но противоположное отклонение тока через транзистор T_1 . Выходной ток этой схемы задается потенциометром R_1 . Сам же ток остается постоянным (в определенных пределах), несмотря на любые отклонения сопротивления нагрузки. Однако выходное напряжение источника меняется совместно с изменением нагрузки.

3.7. Схемы защиты от перегрузок

Перегрузки последовательного стабилизатора могут привести к выходу его из строя. Это происходит вследствие либо подачи высокого входного напряжения, либо чрезмерной нагрузки на выходе. В любом случае последовательный транзистор выходит из строя. Любая длительная подача высокого входного напряжения по всей видимости приведет к пробоему первого элемента исходного источника питания (если последовательный стабилизатор разработан на границе надежности). С другой стороны, чрезмерная нагрузка на выходе (низкое сопротивление нагрузки и высокий выходной ток) является достаточно банальной ситуацией. (Отвертка, закорачивающая выходные контакты стабилизатора, прекрасно выполняет эту задачу.) Последовательный стабилизатор можно

снабдить некоторой разновидностью защиты от перегрузки из-за чрезмерного тока нагрузки.

На рис. 3.24 представлена рабочая структура схемы защиты от перегрузок, используемая в последовательных стабилизаторах. Режим работы блока стабилизации этой схемы T_1 , R_1 , CR_1 аналогичен описанному в разд. 3.6.5. Функционирование схемы защиты от перегрузок определяется напряжением на резисторе R_3 . Весь ток нагрузки протекает через резистор R_3 и создает на нем соответствующее падение напряжения. Когда ток нагрузки меньше определенного значения

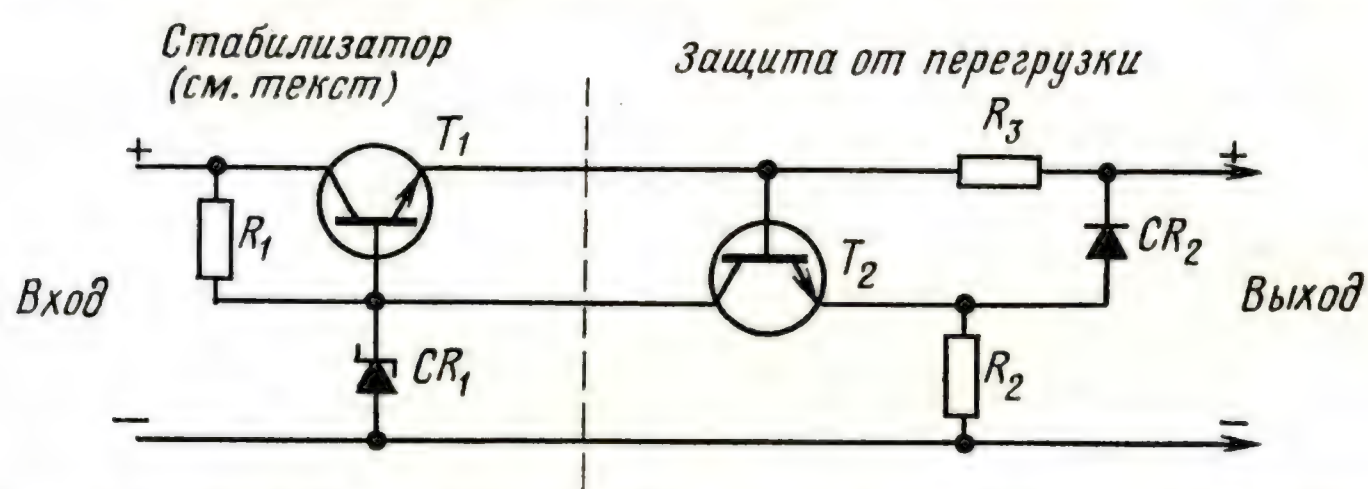


Рис. 3.24. Защита от перегрузки последовательного стабилизатора.

Для кремниевых транзистора T_2 и стабилитрона CR_1 падение напряжения на сопротивлении $R_3 \approx 1,1$ В при максимальном токе нагрузки; выходное напряжение $\approx$ выходное напряжение стабилизатора — 1 В; выходные ток и мощность такие же, как и у стабилизатора; $R_2 \approx 10 \times$ сопротивление нагрузки при максимальном токе; сопротивление нагрузки $\approx$ выходное напряжение/ток нагрузки; R_3 (в омах) $\approx 1,1$ В/максимальный ток нагрузки (в А); R_3 (в ваттах) $\approx$ (максимальный ток нагрузки)² $\times$ сопротивление R_3 (в омах).

(на безопасном уровне или мощность ниже максимальной расчетной мощности последовательного стабилизатора), падения напряжения на резисторе R_3 недостаточно для задания прямого смещения на транзисторе T_2 . Следовательно, транзистор T_2 остается в режиме отсечки до тех пор, пока ток нагрузки находится на безопасном уровне.

В случае использования кремниевого диода CR_2 падение напряжения между выходным контактом и эмиттером транзистора T_2 составляет 0,5 В. Аналогично для включения кремниевого транзистора T_2 необходимо падение напряжения в 0,5 В. Таким образом, падение напряжения на резисторе R_3 должно быть приблизительно 1 В или больше (в типовом случае 1,1 В) прежде, чем транзистор T_2 включится. Номинал резистора R_3 выбирается исходя из того, чтобы это падение напряжения составляло 1,1 В при максимальном безопасном уровне выходного тока нагрузки. При включении транзистора T_2 часть тока через резистор R_1 проходит и через транзистор T_2 и, следовательно, отбирается часть тока базы транзистора T_1 . Транзистор T_1 находится в режиме отсечки (или частичной отсечки) и, таким образом предупреждает (или ограничивает) протекающий через нагрузку ток.

Когда же параметры нагрузки стабилизируются, падение напряжения на резисторе R_3 становится меньше 1,1 В и тран-

зистор T_2 выключается. Транзистор T_2 функционирует при полном выходном напряжении, однако требования по току (или мощности) не превосходят требований, предъявленных к транзистору T_1 . За исключением режима перегрузки транзистор T_2 находится в выключенном состоянии. При перегрузках ток через транзистор T_2 ограничивается сопротивлением в эмиттерной цепи R_2 .

3.8. Схемы преобразования постоянного напряжения

Полупроводниковые приборы можно достаточно эффективно использовать в схемах преобразования постоянного напряжения, для замены вибраторных устройств в механических конвертерах и инвертерах. Обычно термин *инвертер* относится к схеме, которая используется для преобразования мощности, а именно постоянного тока в переменный. Если же в дальнейшем этот выходной переменный сигнал выпрямляется и фильтруется, т. е. на выходе снова формируется сигнал постоянного тока (скажем, более высокое напряжение, чем у источника), то такая схема называется *конвертером* (преобразователем постоянного напряжения).

Двухтактный переключаемый инвертер представляет собой наиболее широко распространенный тип схемы преобразования мощности. В этом случае ее переменный выходной сигнал имеет прямоугольную форму. Когда же инвертер предназначен для реализации преобразования постоянного тока в постоянный ток, прямоугольное напряжение обычно подается на мостовой выпрямитель и фильтр.

На рис. 3.25 изображена схема преобразователя с трансформаторной обратной связью, которая обеспечивает выходную мощность в диапазоне от 15 до 55 Вт. Любой разбаланс напряжения в этой схеме приводит к тому, что один из транзисторов (например, транзистор T_1) начинает проводить некоторый ток. Далее процесс регенерации (положительная обратная связь) переводит транзистор T_2 в выключенное состояние, а транзистор T_1 — в насыщение. Коллекторный ток транзистора T_1 увеличивается. В то время как происходит насыщение сердечника трансформатора Tr_1 , ток коллектора транзистора T_1 быстро увеличивается и ограничивается только сопротивлением коллекторной цепи и собственными параметрами транзистора. Наводимое в обмотке трансформатора Tr_1 напряжение при насыщенном сердечнике равно нулю. В результате этого пропадает возбуждение на базе транзистора T_1 , он выключается и его коллекторный ток падает до нуля. Когда же сердечник достигает своего отрицательного насыщения, транзистор T_2 выключается и его ток становится нулевым, при этом включается транзистор T_1 . Новый цикл начинается каждый раз при достижении одним из этих двух транзисторов режима насыщения.

В схему также введены резисторы R_B и R_S , которые задают смещение на базах обоих транзисторов T_1 и T_2 . Это смещение обеспечивает начальный ток и снижает влияние колебаний напряжения цепи база — эмиттер. Частота переключений определяется конструкцией трансформатора Tr_1 . Выходное напряжение на вторичной обмотке выпрямляется на диодном мосте CR_1 и фильтруется конденсатором C_1 .

На рис. 3.26 показана схема преобразования на двух трансформаторах, которая обеспечивает выходную мощность

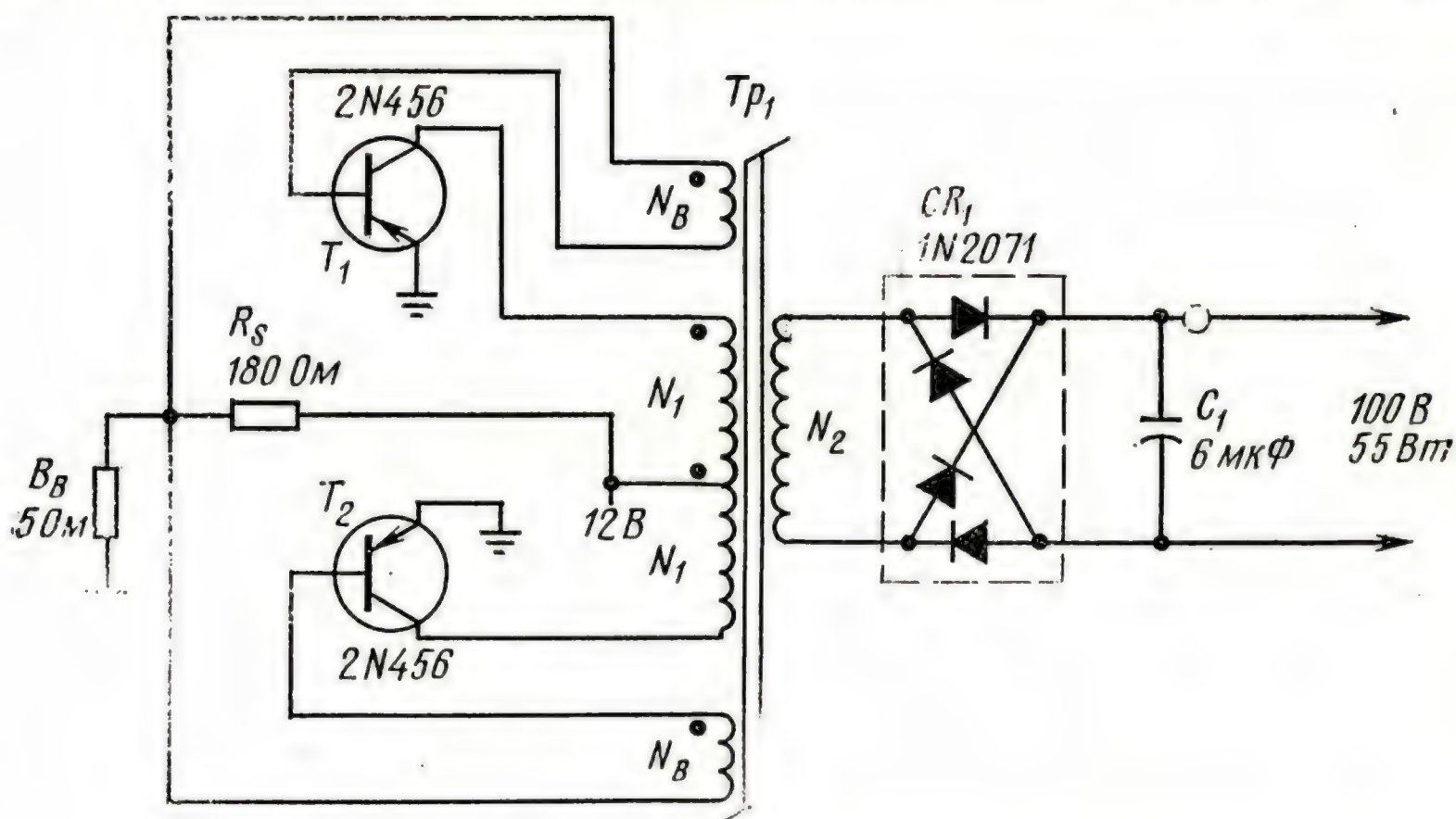


Рис. 3.25. Преобразователь на одном трансформаторе; входное напряжение — 12 В, выходное напряжение 100 В, мощность 55 Вт.

Tr_1 — магнитопровод; $N_1 = 29$ витков провода № 17 АПС; $N_2 = 275$ витков провода № 24 АПС; $N_B = 6$ витков провода № 24 АПС.

в диапазоне от 100 до 250 Вт. Хотя и используются два трансформатора, но только трансформатор Tr_1 входит в насыщение. Следовательно, необходимый для насыщения дополнительный ток гораздо меньше тока нагрузки. Это позволяет использовать небольшой предварительный трансформатор Tr_1 (с насыщаемым сердечником) для задания режима большего по размерам, относительно недорогого, мощного трансформатора Tr_2 (со стандартным, ненасыщаемым сердечником), который повышает выходное напряжение до требуемого значения.

Когда один из транзисторов (например, транзистор T_1) проводит ток, его коллекторное напряжение колеблется от напряжения источника питания до нулевого значения (насыщения). Это напряжение выделяется на первичной обмотке трансформатора Tr_2 и поступает на первичную обмотку трансформатора Tr_1 через резистор обратной связи R_F . При этом с транзистора T_2 смещение снимается, а транзистор T_1 начинает проводить ток. Как только сердечник трансформатора Tr_1 достигает насыщения, этот увеличивающийся ток вызывает

дополнительное падение напряжения на резисторе R_F и, таким образом, усиливается процесс регенерации (транзистор T_1 включается, а транзистор T_2 выключается). Транзистор T_2 продолжает оставаться в этом состоянии до тех пор, пока не будет достигнуто обратное насыщение трансформатора. Затем схема переключается в исходное состояние и цикл заканчивается.

Коллекторный ток проводящего транзистора складывается из тока нагрузки, тока намагничивания трансформатора Tr_2

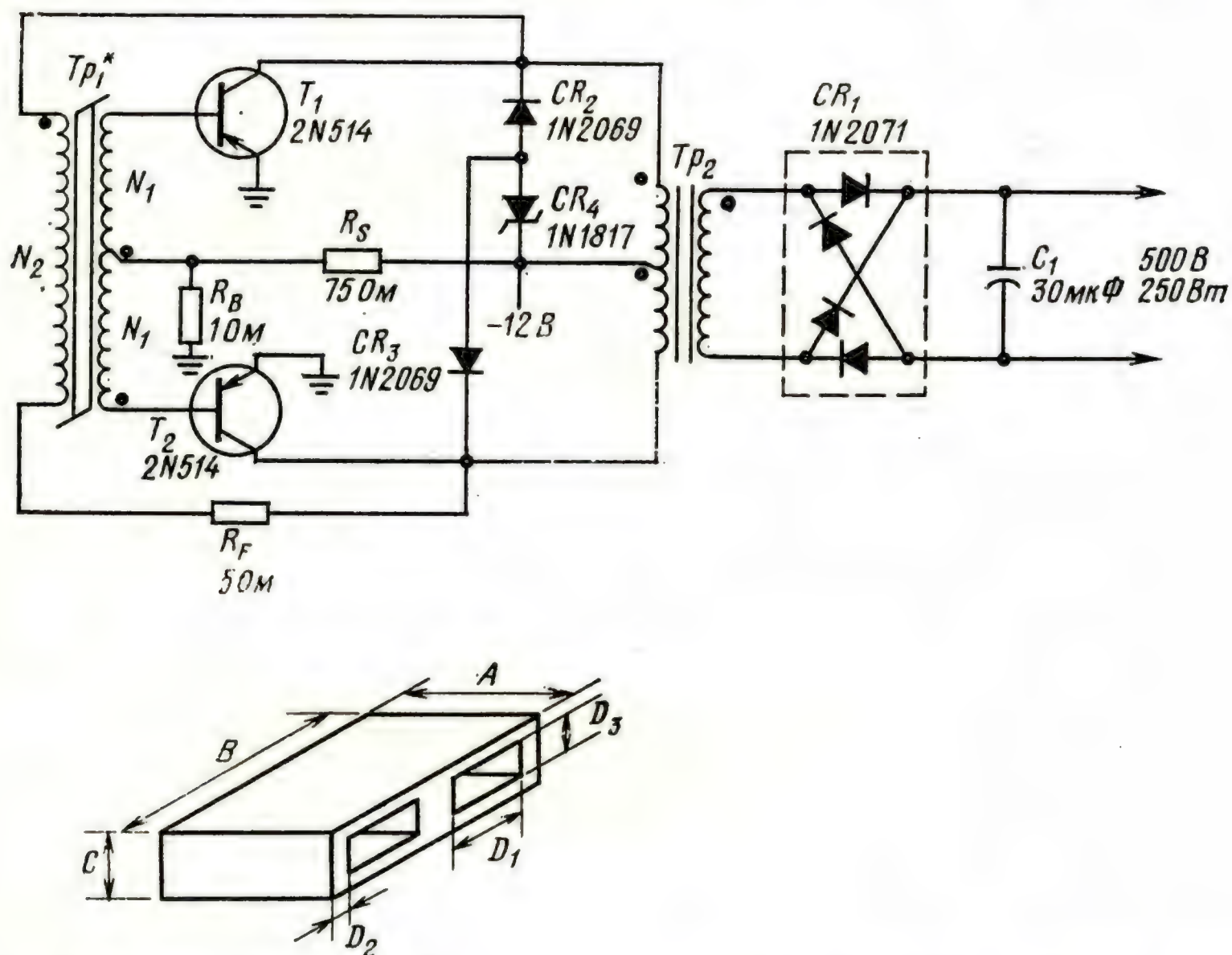


Рис. 3.26. Преобразователь на двух трансформаторах; входное напряжение 12 В, выходное напряжение 500 В, мощность 250 Вт.

Tr_1 : $N_1 = 35$ витков провода № 20 АПС; $N_2 = 140$ витков провода № 24 АПС; Tr_2 : листы сердечника Е1 — 125; первичная обмотка — 28 витков, вторичная обмотка — 623 витка; витки — слои: первичная обмотка — 7/4, вторичная обмотка — 63/10; размеры провода: первичная обмотка — 2 параллельных, № 13, бифилярная намотка, вторичная обмотка — № 24; размеры сердечника приведены на рисунке: $A = 30$ мм, $B = 95$ мм, $C = 80$ мм, $D_1 = 16$ мм, $D_2 = 16$ мм, $D_3 = 48$ мм.

и тока обратной связи, необходимого для соответствующего возбуждения схемы. Ток намагничивания трансформатора Tr_2 никогда не превышает части номинального тока нагрузки, поскольку не допускается режим насыщения трансформатора Tr_2 .

Резисторы R_B и R_S предназначены для задания смещения на базах транзисторов T_1 и T_2 . Это смещение обеспечивает начальный ток и снижает влияние колебаний напряжения цепи база — эмиттер. Частота переключений определяется конструкцией трансформатора Tr_1 и значением резистора обратной связи R_F .

СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

В этой главе рассматриваются схемы генераторов. К ним относятся LC -, кварцевые, RC - и блокинг-генераторы, а также мультивибраторы.

4.1. LC - и кварцевые генераторы

В LC -генераторах в качестве частотно-задающих элементов используются индуктивности (катушки) и конденсаторы. Обычно на основе этих катушек и конденсаторов формируются последовательные или параллельные резонансные цепи, которые настраиваются на требуемую рабочую частоту. Настраиваемым элементом может быть либо катушка, либо конденсатор. В диапазоне высоких частот (радиочастоты) используются LC -генераторы. При построении современной полупроводниковой аппаратуры находят применение классические для ламповых схем генераторы Хартли и Колпитца¹⁾. Наиболее широко используются последние.

Транзисторные LC -генераторы можно реализовать и на основе кварцевого резонатора. При этом для установки рабочей частоты используется кристалл кварца, точная же «подгонка» частоты выходного сигнала генератора осуществляется с помощью регулируемой LC -цепи. Помимо генераторов Хартли и Колпитца существует ряд схем кварцевых генераторов, пригодных для транзисторной реализации. К ним относятся генератор Пирса, генераторы на гармониках и генераторы на двух транзисторах, которые обеспечивают необходимую для осуществления самовозбуждения обратную связь.

4.1.1. Основные полупроводниковые LC -генераторы

Две разновидности схемы генератора Хартли показаны на рис. 4.1. Для обеспечения надлежащих рабочих условий в изображенной на рис. 4.1, а схеме используется зашунтированный эмиттерный резистор, а на рис. 4.1, б — резистор в цепи базы и смещающий диод. Величина обратной связи в любой из этих схем зависит от положения отвода катушки L . Выходной сигнал схем Хартли можно снять либо через

¹⁾ Эти генераторы называются также автогенераторами с автотрансформаторной и емкостной обратной связью соответственно. — Прим. ред.

индуктивную связь на катушку, либо через емкостную связь на базу.

На рис. 4.2 приведены две разновидности схемы генератора Колпитца. Схемы Колпитца находят более широкое применение в УВЧ- и СВЧ-аппаратуре, чем схемы Хартли, что обусловлено технологическими трудностями при изготовлении

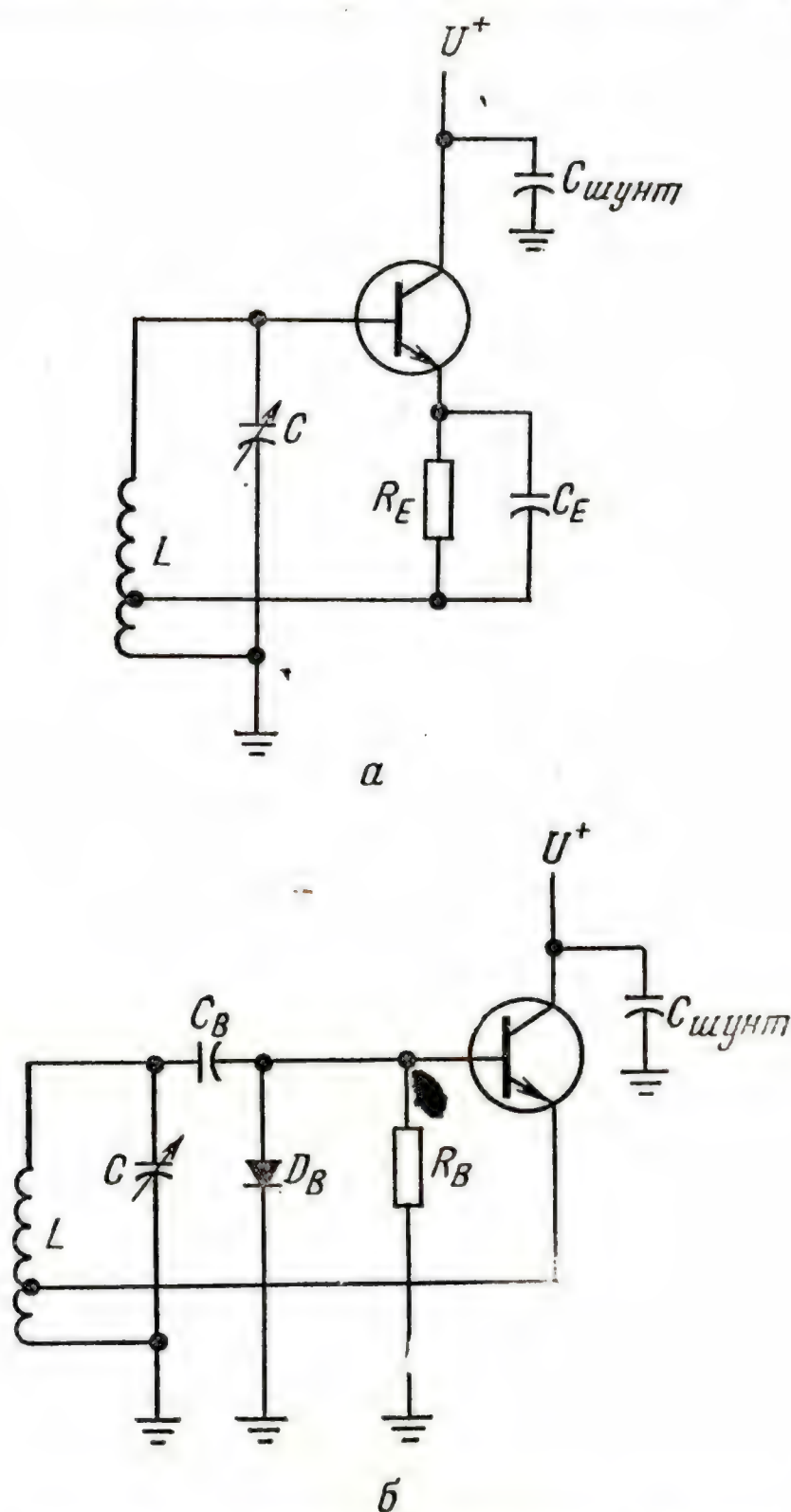


Рис. 4.1. Схемы генераторов Хартли.

требуемых высокочастотных катушек с отводами. Величина обратной связи в схеме Колпитца определяется отношением конденсаторов C' и C'' . Следует отметить, что в исходной конфигурации, изображенной на рис. 4.2, LC -цепи подключаются к базе транзистора. Обратная связь осуществляется между эмиттером и базой через конденсаторы C' и C'' . В большинстве же практических схем Колпитца эти LC -элементы вводятся в цепь коллектора, а обратная связь создается между коллектором и эмиттером (определяется отношением конденсаторов). Напряжение на базе транзистора поддерживается на фиксированном постоянном уровне с помощью резисторов цепи смещения.

Для большинства LC - и кварцевых генераторов режим работы схемы задается, как правило, величиной обратной связи, а не самой точкой смещения. При этом смещение обеспечивает оптимальную рабочую точку транзистора, а требуемый режим устанавливается затем величиной обратной связи.

Для обеспечения работоспособности LC - и большинства кварцевых генераторов требуются резонансные цепи. Следовательно, все приведенные в гл. 2 рекомендации по расчету

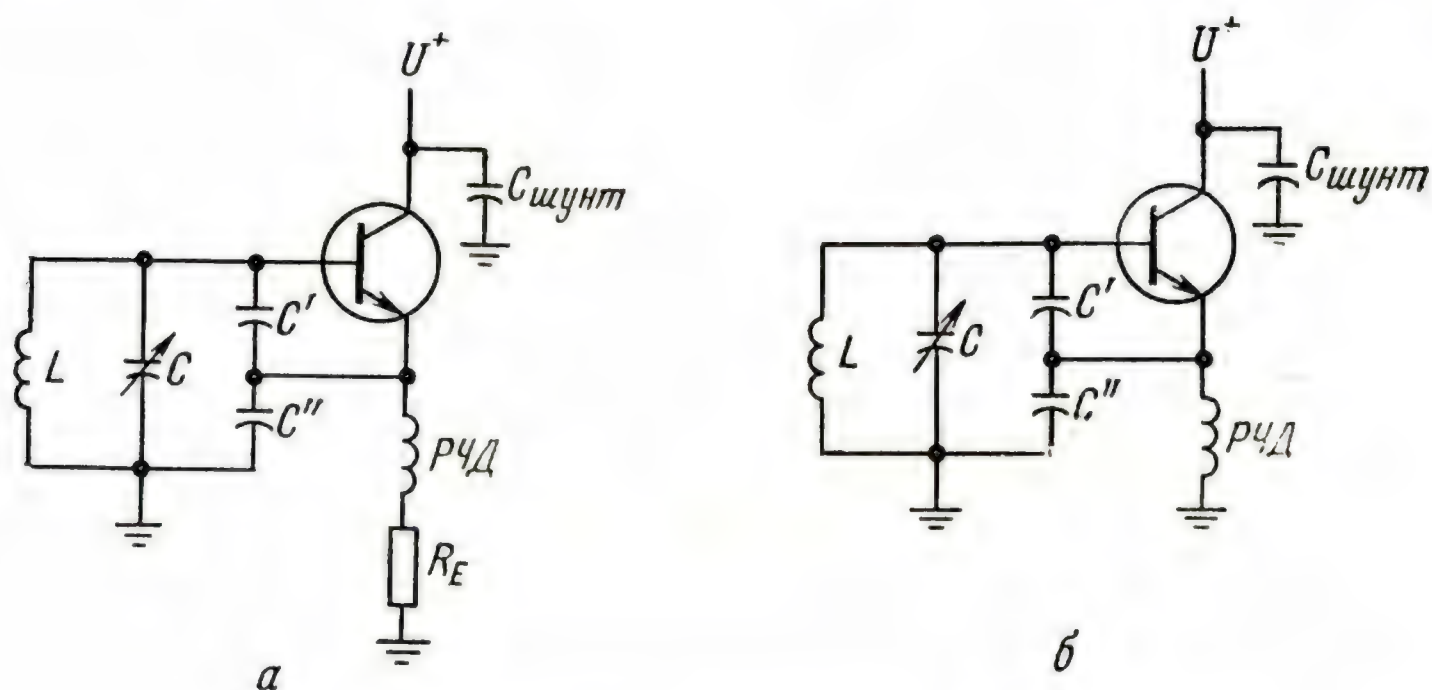


Рис. 4.2. Схемы генераторов Колпитца.

применимы и к резонансным цепям LC -генераторов. Аналогичным образом необходимо изучить все эти рекомендации при разработке любого типа генератора диапазона радиочастот, которые используются совместно с электронными умножителями частоты и(или) усилителями мощности в передающей аппаратуре.

4.1.2. Основные полупроводниковые кварцевые генераторы

Транзисторы эффективно функционируют в кварцевых генераторах, а именно в изображенном на рис. 4.3 генераторе Пирса. Большая популярность генератора Пирса обусловлена его простотой и минимальным числом используемых элементов. Для задания частоты колебаний не требуется никаких LC -цепей. Вместо них частоту генератора определяет кварцевый резонатор.

На частотах ниже 2 МГц к кварцевому резонатору иногда подключается емкостный делитель напряжения. Точка соединения конденсаторов этого делителя напряжения заземляется для того, чтобы присутствующее на этих конденсаторах напряжение было сдвинуто по фазе на 180° .

В связной аппаратуре часто требуется обеспечить функционирование кварцевых резонаторов на их гармонических частотах. На рис. 4.4 приведены две схемы, рассчитанные для работы на гармониках. Дополнительная обратная связь для

такого кварцевого генератора иногда формируется с помощью емкостного делителя, действующего как шунтирующая LC -цепь. Большинство работающих на третьей гармонике кварцевых резонаторов удовлетворительно функционируют и без этой дополнительной обратной связи, хотя при использовании пятой и седьмой гармоник она необходима. Показанная на рис. 4.4 LC -цепь шунтирована не полностью и, следовательно,

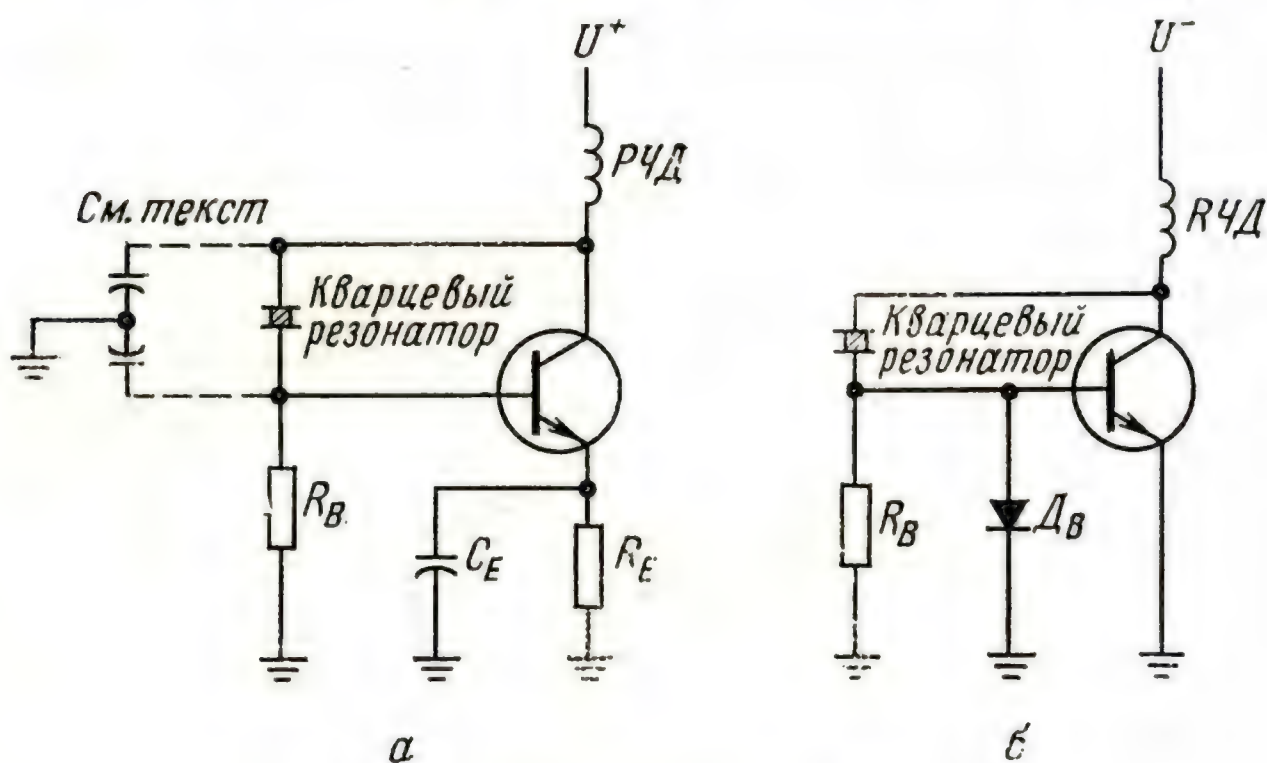


Рис. 4.3. Схемы генераторов Пирса.

создает напряжение, которое помогает возникновению автогенерации. Кварцевые резонаторы в обеих схемах подключаются к точке соединения двух конденсаторов C'_D и C''_D . Для обеспечения требуемой величины этой дополнительной обратной связи отношение номиналов конденсаторов должно составлять приблизительно 1 : 3.

Для работы в диапазоне *низких частот* наиболее пригодна показанная на рис. 4.5 схема. Кварцевый резонатор введен в цепь обратной связи между эмиттерами двух транзисторов и работает в последовательном включении. Конденсатор C_2 предназначен для точной регулировки частоты колебаний. При уменьшении значения емкости конденсатора C_2 частота колебаний слегка возрастает.

В транзисторных кварцевых генераторах верхний предел частоты основного резонанса кристалла кварца составляет около 25 МГц. В диапазоне частот от 20 до 60 МГц, как правило, используется третья гармоника кварцевого резонатора. Пятая и седьмая гармоники применяются соответственно в диапазонах частот от 60 до 120 МГц и выше 120 МГц. Наивысшая рабочая частота полупроводникового кварцевого генератора обычно составляет приблизительно 150 МГц. На более высоких частотах используются электронные умножители.

Для большинства схем полупроводниковых генераторов наиболее пригодны кварцевые резонаторы с частотой последо-

вательного резонанса. В «перекрывающемся» диапазоне частот, т. е. где можно работать и на пятой и на седьмой гармониках (например, в диапазоне частот от 115 до 125 МГц), мощность выходного сигнала приблизительно одинакова для любого кварцевого резонатора. Конечно, работа на седьмой гармонике связана с гораздо большими трудностями, а именно

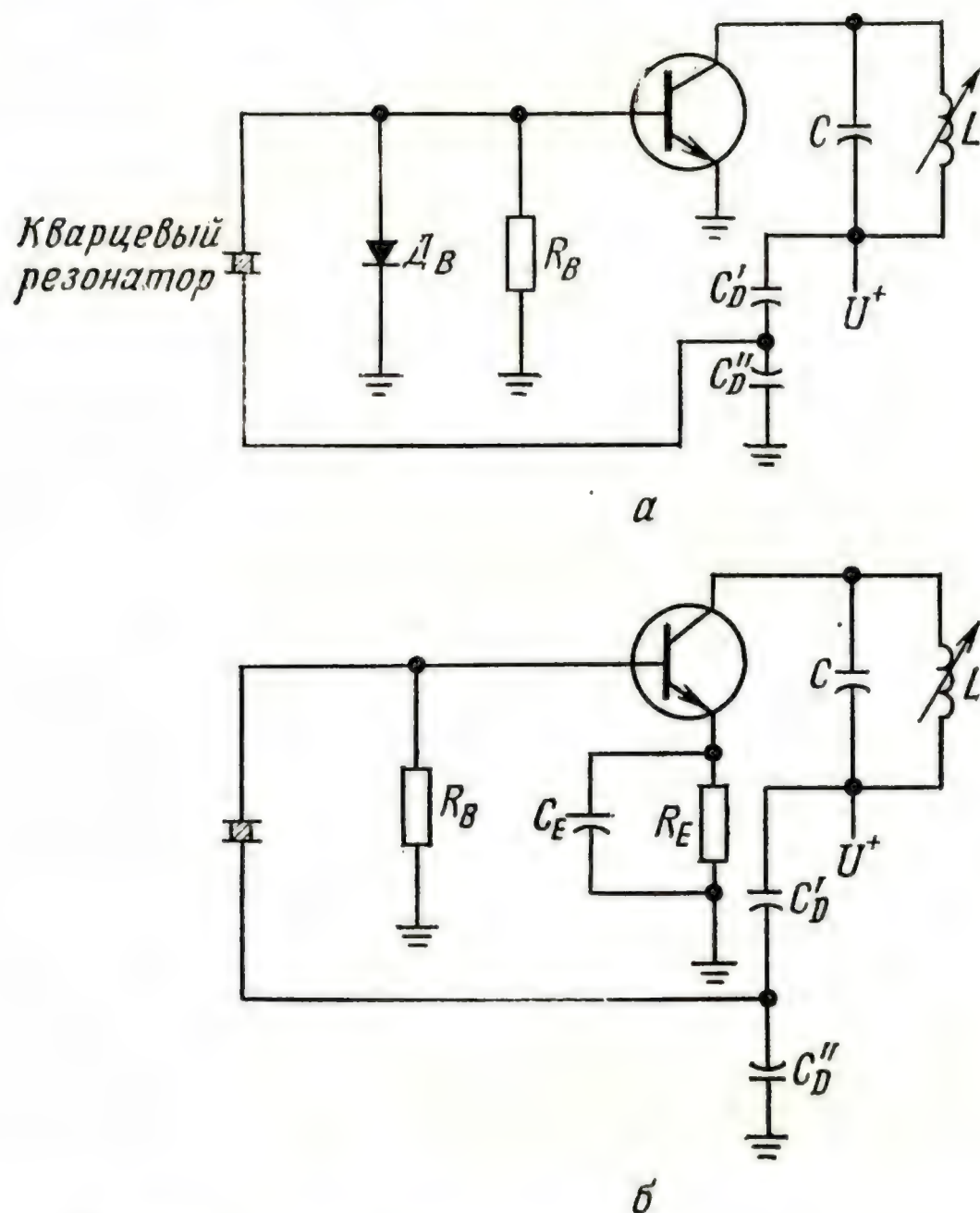


Рис. 4.4. Схемы кварцевых генераторов на гармониках.

настройка частоты становится более критичной, а также может произойти срыв колебаний на пятую гармонику.

LC -цепь генератора настраивается в основном на гармонику кварцевого резонатора. Лучше всего располагать реактивные элементы LC -цепи так, чтобы они образовывали цепь связи между входом и выходом транзистора, который обеспечивает необходимый фазовый сдвиг. Назначение кварцевого резонатора состоит в том, чтобы ввести в схему дополнительный реактивный элемент, способный обеспечивать при незначительных отклонениях частоты большие изменения фазового сдвига. Для поддержания в петле фазового сдвига в 360° изменения реактивных сопротивлений можно скомпенсировать только для незначительных сдвигов частоты, что обусловлено исключительно высокой добротностью кварцевого резонатора и обычно прекрасной температурной стабильностью. В тех же случаях, когда необходимо обеспечить очень высокую

стабильность частоты колебаний применяют термостатирование генератора (кварцевый резонатор помещают в термостат).

Применение в генераторах кварцевых резонаторов приводит к снижению их к. п. д., что обусловлено потерями в кварцевом резонаторе. Эти потери в эквивалентной схеме кварцевого резонатора характеризуются последовательно включенным сопротивлением. Обычно значение этого сопротивления для типового кварцевого резонатора лежит в пределах от 20 до 100 Ом. К. п. д. генератора можно повысить, снизив значения сигнальных токов во всех рассеивающих мощность

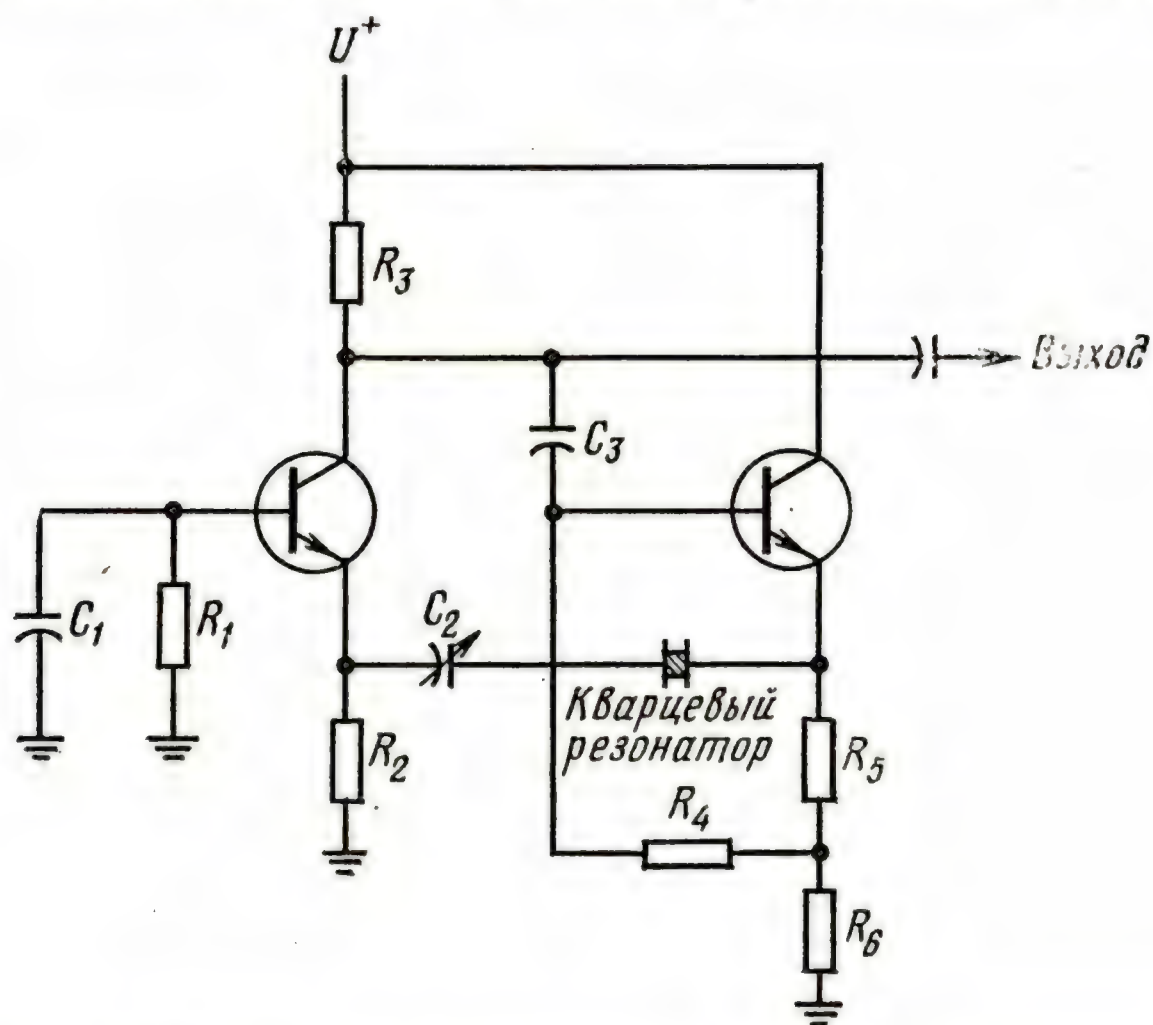


Рис. 4.5. Схема низкочастотного кварцевого генератора.

элементах. Как правило, этого можно добиться с помощью включенных в подводящие к транзисторам провода радиочастотных дросселей (РЧ-дроссель). Номиналы этих дросселей определяются частотой генерируемых колебаний, что подробно рассматривается в следующих разделах.

4.1.3. Практические схемы полупроводниковых кварцевых генераторов

Рабочая схема кварцевого генератора приведена на рис. 4.6. Она представляет собой одну из многочисленных разновидностей генератора Колпитца. Частота выходного сигнала определяется выбранным кварцевым резонатором и имеет фиксированное значение. Эту схему можно подстроить только в узком диапазоне частот с помощью индуктивности L_1 (значение которой регулируется с помощью сердечника). При расчете таких схем необходимо принимать во внимание множество разнообразных факторов. Например, частотно-задаю-

щие элементы цепи должны быть термостабильными и не допускается механическое смещение отдельных элементов. Приводимые далее положения описывают наиболее важные расчетные и рабочие параметры показанной на рис. 4.6 схемы генератора.

Стабильность частоты колебаний. На стабильность частоты колебаний генератора влияет много факторов. Например, существуют некоторые оптимальные значения напряжения смещения и источника питания, которые обеспечивают

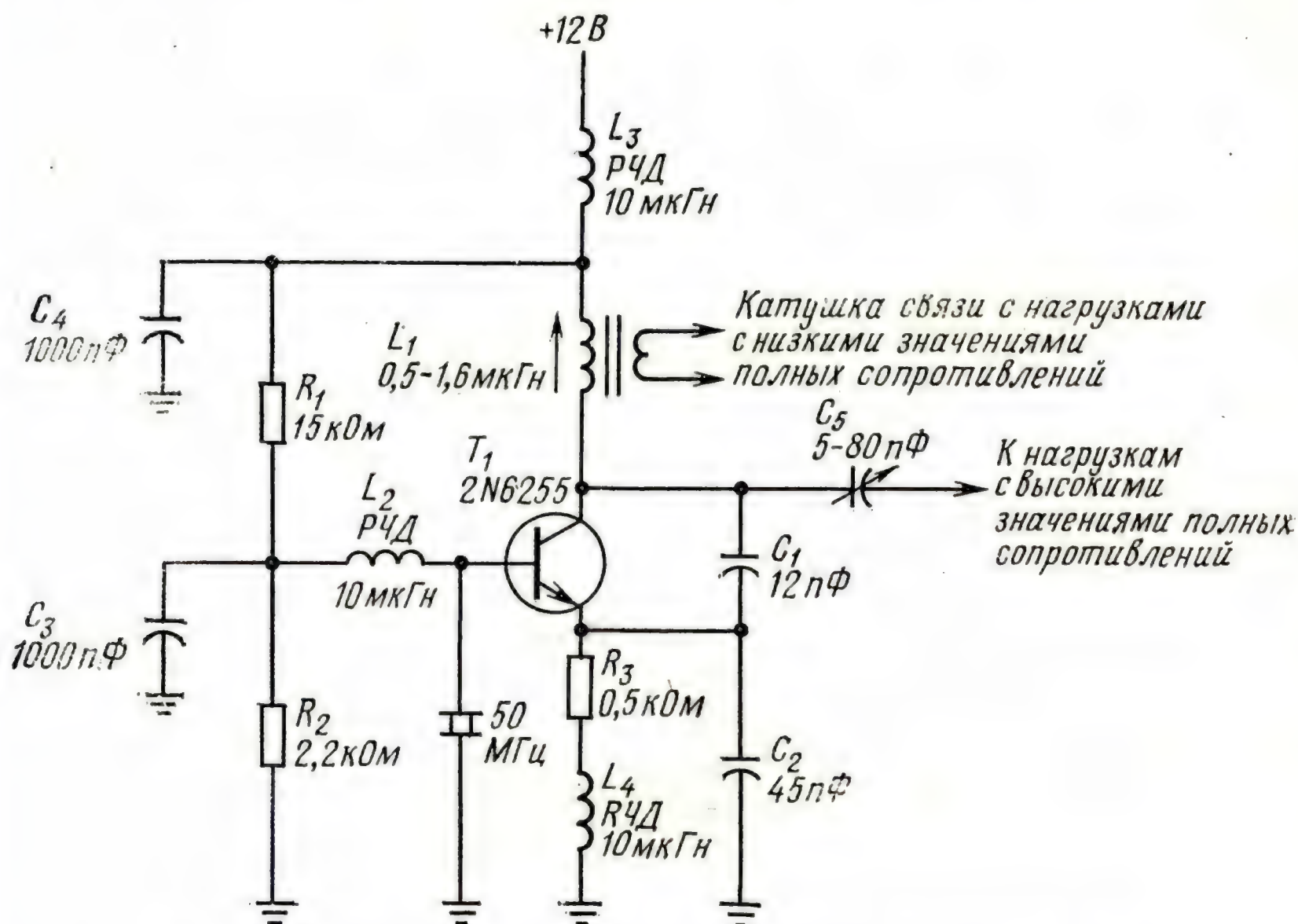


Рис. 4.6. Схема кварцевого генератора на частоту 50 МГц.

максимальную стабильность частоты колебаний в заданном диапазоне рабочих температур. Однако при разработке генератора можно регулировать только его один параметр, а именно выраженную в процентах обратную связь. (Следует отметить, что эти проценты определяются как величина обратной связи в зависимости от выходного напряжения.) Наименьший реальный уровень обратной связи составляет обычно 10 %, а наилучший — 15 %. Очень редко он достигает 25—30 %, хотя некоторые высокочастотные генераторы работают при 40 %.

Уровень обратной связи также увеличивается при реализации настраиваемых цепей с высоким S (т. е. большое значение емкости при соответственно низких значениях индуктивности). Такие цепи с высоким значением S обеспечивают более резкую настройку резонанса. Большое же значение

индуктивности (при соответственно более низком значении емкости) приводит к тому, что в резонансную цепь вносится большое сопротивление и, таким образом, падает ее добротность и резонансная кривая расширяется, как было показано в гл. 2.

Коэффициент полезного действия генератора. Для обеспечения максимального к. п. д. резонасную цепь необходимо настраивать на частоту кварцевого резонатора. Если же допускается пониженное значение к. п. д., то резонансную цепь можно настроить на более высокую (кратную) частоту кварцевого резонатора. Однако в качестве рекомендации укажем, что не следует настраивать резонансную цепь на частоты выше четвертой гармоники кварцевого резонатора. На рис. 4.7

Рабочая частота кварцевого резонатора	Выходная мощность радиочастотного сигнала относительно мощности источника питания, %			
	Основная	Гармоники		
		Вторая	Третья	Четвертая
Основная	27	15	10	5
Третья гармоника	23	15	10	5
Пятая гармоника	22	12	7	3
Седьмая гармоника	22	12	7	3

Рис. 4.7. Типовая мощность выходного радиочастотного сигнала схем кварцевых генераторов.

приведена таблица, характеризующая снижение мощности выходного сигнала или к. п. д. работающего на гармонических частотах генератора. Из таблицы также следует, что к. п. д. снижается и при использовании обертоновых кварцевых резонаторов (вместо кварцевых резонаторов с основной частотой).

Цепи смещения. Значения элементов цепи смещения (R_1 , R_2 , R_3) выбираются исходя из того, чтобы при отсутствии выходного сигнала протекал требуемый ток. Цепь смещения рассчитывается и контролируется на основании параметров нормальной рабочей точки, хотя сама схема никогда не будет функционировать в этой рабочей точке. В схеме всегда присутствует сигнал обратной связи, что обуславливает функционирование транзистора в переходном режиме. Ток коллектора необходимо задавать таким образом, чтобы обеспечивалась требуемая мощность выходного сигнала. При правильно выбранном соотношении между значениями смещения и обратной связи мощность выходного сигнала генератора составляет приблизительно 0,3 подводимой мощности. В типовых случаях падение напряжения на катушках L_1 и L_3 невелико и напряжения коллектора и источника питания приблизительно рав-

ны. Таким образом, для того чтобы найти правильное значение тока, соответствующего заданной мощности выходного сигнала и напряжению источника питания, необходимо поделить требуемую мощность выходного сигнала на 0,3, т. е. определить подводимую мощность. Затем, разделив подводимую мощность на напряжение источника питания, получим требуемый ток коллектора.

Сигнал обратной связи. Выходной сигнал появляется на коллекторе транзистора только при надлежащем соотношении между смещением и обратной связью, и при этом выходное напряжение составляет приблизительно 80 % напряжения источника питания. Уровень обратной связи устанавливается по соотношению конденсаторов C_1 и C_2 . Например, если конденсаторы C_1 и C_2 имеют одинаковые номиналы, то сигнал обратной связи равен половине выходного сигнала. Если же номинал конденсатора C_2 выбрать приблизительно в три раза больше, чем у конденсатора C_1 , то сигнал обратной связи составит приблизительно 0,25 напряжения выходного сигнала.

Иногда необходимо варьировать значения конденсатора C_1 (относительно конденсатора C_2) для того, чтобы получить хорошее соотношение между смещением и обратной связью. Например, если уменьшить значение конденсатора C_2 , то увеличится уровень обратной связи и генератор станет работать в режиме класса С. Увеличение значения конденсатора C_2 при фиксированном номинале конденсатора C_1 уменьшает обратную связь и приводит к тому, что генератор работает в режиме класса А. Следует запомнить, что любое изменение номинала конденсатора C_2 (или C_1) связано также с изменением и частоты колебаний. Следовательно, если меняются номиналы конденсаторов C_1 и C_2 , то, по всей видимости, необходимо подстроить индуктивность L_1 .

Первое ориентировочное значение уровня обратной связи должно быть больше или равно напряжению отсечки. При этом напряжение обратной связи больше или равно напряжению приводящего к отсечке коллекторного тока. В нормальных условиях такой уровень обратной связи должен быть достаточен, чтобы преодолеть влияние фиксированного смещения (задаваемого сопротивлениями R_1 и R_2) и переменного смещения, определяемого сопротивлением R_3 . Как уже было показано, уровень этой обратной связи в основном лежит в пределах от 10 до 40 %, а наилучшая стабильность генератора обеспечивается при 15—25 %.

Частота колебаний. Частота колебаний схемы определяется резонансной частотой задающей цепи (L_1 , C_1 и C_2), а также частотой кварцевого резонатора. Следует отметить, что конденсаторы C_1 и C_2 включены последовательно и их суммарную емкость можно определить из типового уравнения $C = (C_1 \times C_2) / (C_1 + C_2)$.

Отметим также, что при вычислениях к номиналу конденсатора C_1 необходимо добавить выходную емкость транзистора. В диапазоне низких частот этой выходной емкостью транзистора можно пренебречь, поскольку она достаточно мала относительно значения конденсатора C_1 . На более высоких частотах значение конденсатора C_1 невелико и эта выходная емкость оказывает существенное влияние.

Можно использовать конденсатор C_1 переменной емкости. Однако гораздо проще реализовать переменную индуктивность L_1 , поскольку диапазон перестройки кварцевого генератора достаточно мал. В основном номинал конденсатора C_2 в три раза больше, чем у конденсатора C_1 (или его значения в сочетании с выходной емкостью транзистора, где это необходимо). Таким образом, напряжение сигнала (подводимое к эмиттерному контакту транзистора) составляет приблизительно 0,25 общего напряжения выходного сигнала (или приблизительно 0,2 напряжения источника питания при обычном соотношении между смещением и обратной связью).

Резонансные цепи. Для обеспечения требуемой частоты колебаний можно использовать любые сочетания номиналов конденсаторов C и индуктивности L . При этом значение катушки индуктивности может быть как очень большим, так и очень малым, что обуславливает соответствующий выбор номиналов конденсаторов. Практика же накладывает определенные ограничения на номиналы элементов резонансной цепи (например, имеющиеся типономиналы переменных катушек индуктивности). Когда отсутствуют некоторые специальные ограничения на эти номиналы, можно в качестве отправной точки рекомендовать использовать в резонансных цепях емкость 2 пФ на метр длины волны. Например, если частота колебаний составляет 30 МГц (длина волны 10 м), то эта емкость равна 20 пФ.

Выходные цепи. Подаваемый на следующий каскад выходной сигнал можно снимать с индуктивности L_1 с помощью катушки связи (при нагрузках с низкими значениями полного сопротивления) или с помощью конденсатора связи (при нагрузках с высокими значениями полного сопротивления). Как правило, в большинстве обычных выходных цепей используется конденсатор связи (C_5) переменной емкости. Это позволяет обеспечить развязку генератора с переменной нагрузкой (которая изменяет полное сопротивление при изменении частоты сигнала).

Шунтирующие конденсаторы и конденсаторы связи. Номиналы шунтирующих конденсаторов C_3 и C_4 следует выбирать таким образом, чтобы их реактивное сопротивление составляло не более 5 Ом на рабочей частоте кварцевого резонатора. В некоторых схемах допускается использовать и более высокие их реактивные сопротивления (200 Ом). Однако при низких уровнях сигнала кварцевого резонатора целесообразно

разно использовать низкие значения реактивных сопротивлений шунтирующих конденсаторов.

Номинал конденсатора C_5 должен быть приблизительно равен параллельному соединению выходной емкости транзистора и конденсатора C_1 . Часто это — среднее значение конденсатора C_5 переменной емкости (если используется конденсатор C_5 переменной емкости).

Радиочастотные дроссели. Значения РЧ-дросселей L_2 , L_3 и L_4 должны быть такими, чтобы их реактивные сопротивления на рабочей частоте лежали в пределах от 1000 до 3000 Ом. Минимальная пропускная способность этих дросселей по току должна быть больше (по крайней мере на 10 %) максимального предполагаемого постоянного тока. Следует отметить, что желательно обеспечить высокое значение реактивного сопротивления дросселей на рабочей частоте. Однако на низких частотах это может привести к очень большим дросселям, которые создают значительные падения напряжения (или имеют существенные физические габариты).

4.1.4. Практические перестраиваемые генераторы

На рис. 4.8 изображена рабочая схема перестраиваемого генератора. Эта схема также представляет собой одну из

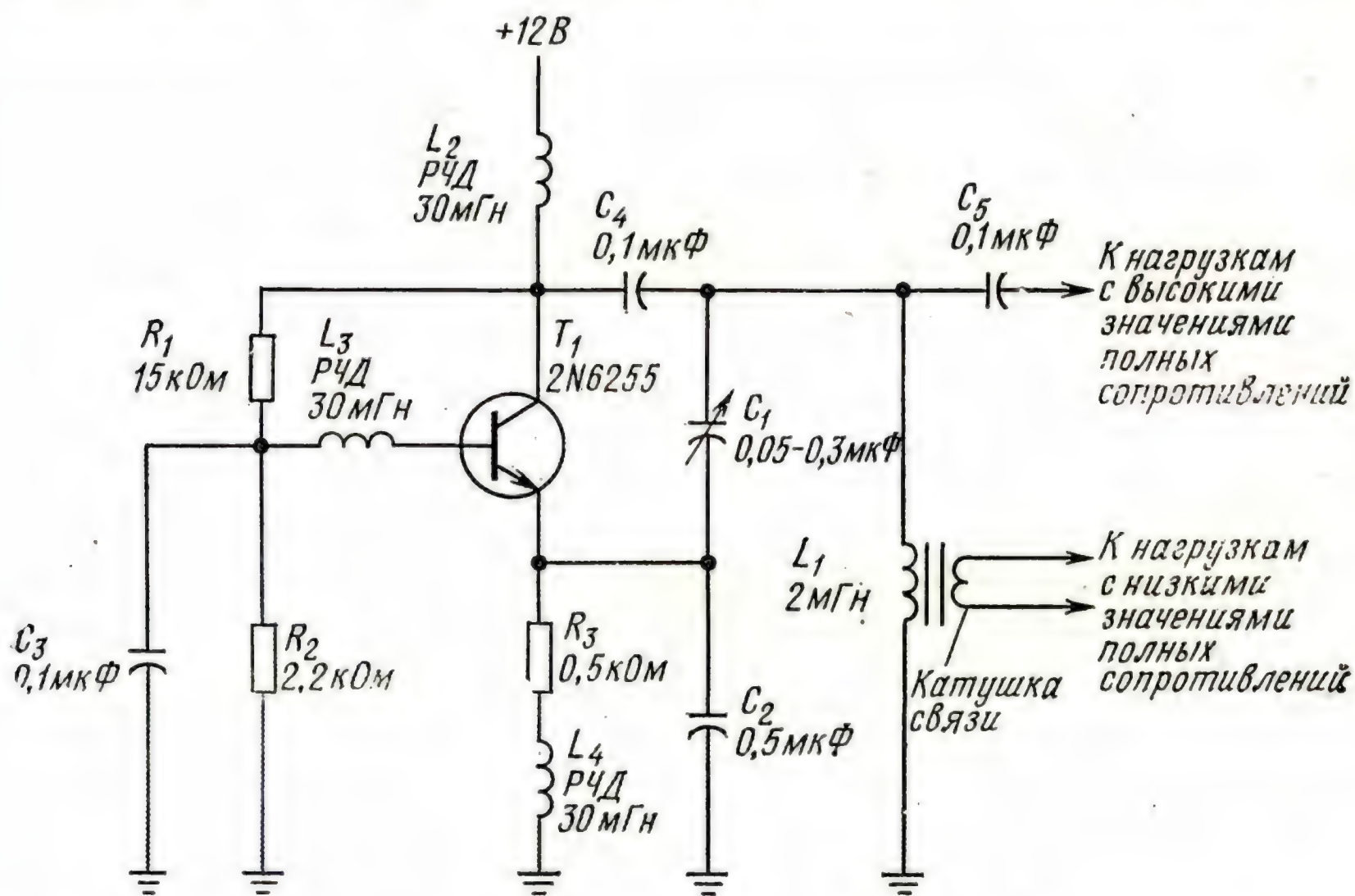


Рис. 4.8. Схема перестраиваемого генератора в диапазоне от 10 до 60 кГц.

разновидностей генератора Колпитца. Номиналы элементов схемы выбраны таким образом, чтобы обеспечивалась максимальная стабильность частоты колебаний вплоть до

0,5 МГц. Для поддержания колебаний с точки соединения конденсаторов C_1 и C_2 на эмиттер транзистора заводится обратная связь (как и в случае кварцевых генераторов).

При определенных оговорках все рекомендации по расчету кварцевого генератора (разд. 4.1.3) имеют силу для перестраиваемого генератора.

Как правило, конденсатор C_1 имеет переменную емкость и обеспечивает перестройку генератора в заданном частотном диапазоне. Однако при необходимости можно сделать переменной и индуктивность L_1 .

Номиналы конденсатора связи и шунтирующих конденсаторов C_3 , C_4 и C_5 (если используются) должны быть такими, чтобы их реактивное сопротивление составляло 200 Ом на *наименьшей рабочей частоте* (когда конденсатор переменной емкости C_1 имеет максимальное значение). Следует отметить, что при расчетах необходимо к номиналу конденсатора C_1 добавить значение конденсатора C_4 и выходной емкости транзистора. Однако поскольку конденсатор C_1 имеет переменную

емкость, то не должно быть проблем настройки требуемой частоты колебаний.

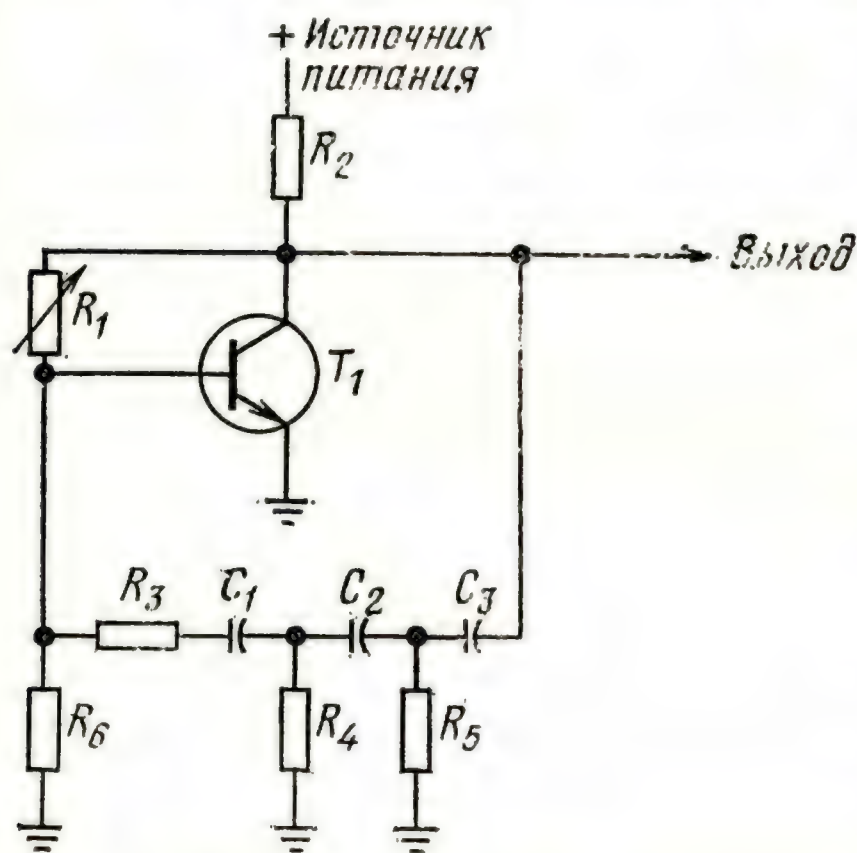


Рис. 4.9. RC-генератор.

Выходное напряжение $\approx 0,3 \times$ напряжение источника питания; выходное полное сопротивление $\approx R_2$; частота $\approx 1/18 RC$, где $R = R_3 = R_4 = R_5$ и $C_1 = C_2 = C_3$; $C_1 = C_2 = C_3 = 1/(18R \times \text{частота})$; $R_1 = 500$ кОм (переменное); R_2 и R_6 см. в тексте; $R_3 = R_4 = R_5 = 10$ кОм (макс.)

4.2. Схемы RC-генераторов

Рабочая схема RC (сопротивление — емкость)-генератора представлена на рис. 4.9. Такие генераторы применяются в диапазоне звуковых частот вместо описанных в разд. 4.1 LC (индуктивность — емкость)-генераторов. RC-генераторы позволяют отказаться от использования в диапазоне низких частот катушек индуктивности. Хорошая форма выходного сигнала RC-генераторов обуславливается тем, что схемы обычно функционируют в режиме класса А. Принцип обратной

связи используется и в RC-генераторах. Сигнал с коллектора транзистора через RC-цепь поступает на базу. Постоянная времени этой RC-цепи и определяет частоту выходного сигнала генератора. В показанной на рис. 4.9 схеме каждая из трех идентичных цепей сдвигает фазу сигнала приблизительно на 60° ; результирующий сдвиг фаз составляет тогда 180° .

При расчете изображенной на рис. 4.9 схемы необходимо принимать во внимание следующие специальные характеристики.

Мощность выходного сигнала. RC -генераторы не обеспечивают такого же к. п. д., что и LC -генераторы, поскольку они функционируют в режиме класса А. К тому же происходит значительная потеря мощности в самой RC -цепи. Для типового RC -генератора к. п. д. никогда не превышает 30 %. Как правило, мощность выходного сигнала не является основным параметром, по которому производится расчет RC -генераторов. Вместо нее используется выходное напряжение. Максимальное выходное напряжение ограничивается пределами изменения коллекторного напряжения (или имеющимся напряжением источника питания).

Частота выходного сигнала. Частота колебаний генератора определяется постоянной времени RC . С целью упрощения расчета предлагается во всех трех RC -цепях использовать одинаковые номиналы элементов. Следовательно, частота выходного сигнала в три раза ниже, чем частота, вычисленная по типовому соотношению $1/(6,28RC)$. Таким образом, частота выходного сигнала приблизительно равна $1/(18RC)$. Для практических применений не требуется более точное вычисление значения этой частоты, поскольку к RC -цепи добавляется также емкость и сопротивление транзистора. Однако для прикидочных расчетов это соотношение дает удовлетворительные результаты.

Если требуется варьировать частотой выходного сигнала, то можно использовать как переменные сопротивления R , так и конденсаторы C . Однако поскольку почти всегда в распоряжении имеются трехсекционные конденсаторы переменной емкости, то целесообразно использовать в качестве переменного элемента конденсатор. Номиналы же резисторов RC -цепи не должны, как правило, превышать 10 кОм. При таких номиналах резисторов наименьшая частота диапазона звуковых частот (около 1 Гц) вырабатывается при номинале конденсаторов не более 6 мкФ.

Цепь смещения. Смещение транзистора должно обеспечивать его функционирование в режиме класса А, т. е. в течение всего времени работы данной схемы должен протекать некоторый ток коллектора. В рабочей точке напряжение на коллекторе равно половине напряжения источника питания. Из-за наличия сигнала обратной связи никогда не реализуется функционирование схемы в истинной рабочей точке.

Поскольку всегда существует некоторое обратное смещение, создаваемое сигналом обратной связи (половину каждого цикла), то обязательно включать резистор в эмиттерную цепь транзистора. Требуемое напряжение на базе транзистора

устанавливается с помощью сопротивления R_1 . Ввиду того что ток базы транзистора составляет порядка 0,1 мА или меньше, обычно резистор R_1 имеет достаточно большое значение (в типовом случае от 0,25 до 0,5 МОм).

Выбор транзистора. Выбранный транзистор должен обеспечивать возможность генерации на требуемой частоте. При этом не возникает никаких проблем, поскольку большинство RC -генераторов предназначено для использования на частотах ниже 100 кГц (как правило, не выше 20 кГц). Однако для компенсации вносимых RC -цепями потерь мощности коэффициент усиления транзистора на рабочей частоте должен составлять порядка 60. Если же коэффициент усиления транзистора достаточно высокий, то в схему вводится резистор R_6 .

При расчете этой схемы требуется обеспечить компромисс между коэффициентом усиления транзистора и номиналом коллекторного резистора (R_2). Если номинал резистора R_2 равен половине значения резисторов RC -цепей, а именно R_3 , R_4 и R_5 , то необходимо выбирать транзистор с коэффициентом усиления, равным приблизительно 60. Если же номинал резистора R_2 в два раза выше, чем у этих резисторов, то коэффициент усиления транзистора можно снизить до 45. Однако такое увеличение номинала резистора R_2 приводит к уменьшению напряжения рабочей точки коллектора и, следовательно, полного размаха выходного напряжения.

4.3. Схемы генераторов на двойном Т-образном мосте

На рис. 4.10 приведена рабочая схема RC (сопротивление — емкость)-генератора на двойном Т-образном мосте. Такие схемы используются в диапазоне звуковых частот, когда требуется сформировать высокостабильный выходной сигнал фиксированной частоты.

4.3.1. Основы расчета

При расчете изображенной на рис. 4.10 схемы необходимо учитывать следующие специальные характеристики.

Мощность выходного сигнала. В основном к. п. д. RC -генераторов на двойном Т-образном мосте не превышает 30 %. Аналогичным образом выходное напряжение составляет приблизительно 30 % напряжения источника питания. Следовательно, пределы изменения коллекторного напряжения транзистора (или напряжение имеющегося источника питания) и определяют максимальный размах выходного напряжения.

Частота колебаний. Частота колебаний генератора связана с постоянными времени RC -цепи двойного Т-образного моста. Эта цепь по существу представляет собой фильтр, который характеризуется глубоким нулем передачи или балансировкой на резонансной частоте $F = 1/(6,28RC)$. При незначительном

уменьшении значения шунтирующего резистора R_3 от точки баланса, где выходной сигнал Т-образного моста очень мал, синфазный сигнал начинает быстро изменяться на частоте баланса. Когда же эта цепь разбалансирована (нормальные условия генерации), приближенное значение частоты колебаний находится из следующего соотношения: $F = 1/(5RC)$.

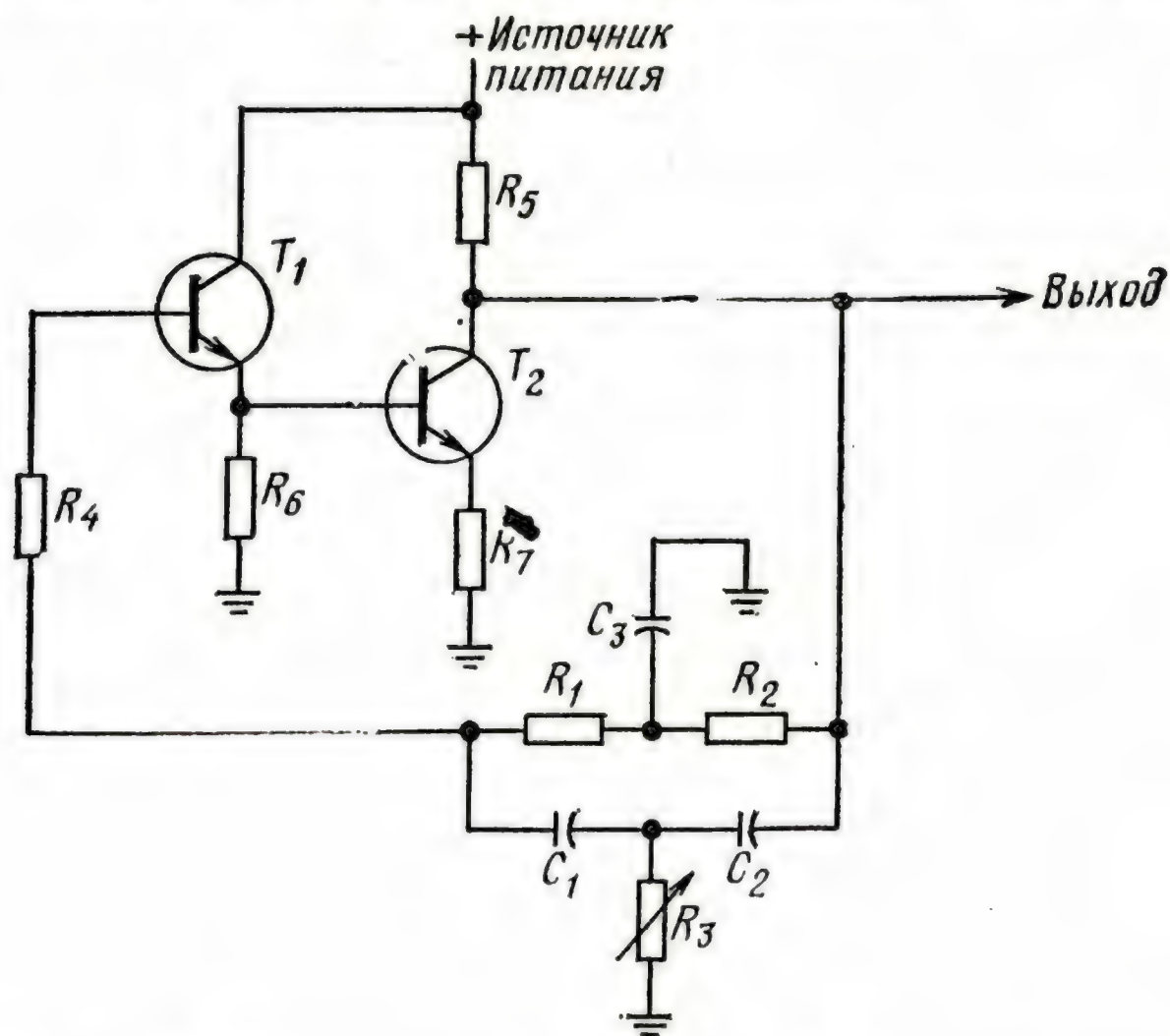


Рис. 4.10. RC-генератор на двойном Т-образном мосте.

Выходное напряжение $\approx 0,2 \times$ напряжение источника питания; выходное полное сопротивление $\approx R_5$; частота $= 1/5 RC$, где $R = R_1 = R_2$, $R_3 = 0,5R_1$ и $C = C_1 = C_2$, $C_3 = 2C$; $R_4 \approx R_1 + R_2$, $R_5 \approx 60R_7$, $R_6 \approx 10R_7$, $R_7 \approx 50-100$ Ом, $R_1 = R_2 = 1000R_7$, $C_1 = C_2 = 1/(5R_1 \times \text{частота})$, $R_3 = 0,5R_1$, $C_3 = 2C_1$.

Цепь смещения. Оба транзистора должны быть смещены в прямом направлении, поскольку они функционируют в режиме класса А. При этом гарантируется хорошая форма выходного сигнала. Смещение на базе транзистора T_1 (реализующем эмиттерный повторитель без усиления по напряжению) задается через резистор R_4 , резисторы цепи R_1 и R_2 и коллекторный резистор R_5 . Можно рекомендовать использовать значение резистора R_4 , равное суммарному значению последовательно соединенных резисторов R_1 и R_2 . Коллектор транзистора T_1 подсоединен непосредственно к источнику питания, а его эмиттер подключен к сопротивлению цепи базы транзистора T_2 . Номинал резистора R_6 , включенного в цепь базы транзистора T_1 , должен приблизительно в 10 раз превосходить номинал резистора R_1 . Аналогичным образом требуется реализовать смещение транзистора T_2 , чтобы обеспечить его функционирование в режиме класса А. Однако, для того чтобы скомпенсировать потери в самой цепи, необходимо реализовать значительный коэффициент усиления по

напряжению. Поэтому номинал резистора R_5 (цепь коллектора) должен быть приблизительно в 60 раз больше, чем у резистора R_7 (цепь эмиттера), что и обеспечивает максимальный коэффициент усиления по напряжению. Для того чтобы получить приемлемое значение сопротивления R_5 , значение сопротивления R_7 не должно превышать 100 Ом, в типовом случае оно равно 50 Ом.

Для обеспечения требуемой рабочей частоты колебаний можно использовать любые значения элементов R и C . Однако поскольку резисторы R_1 и R_2 представляют собой часть цепи смещения, то расчет RC -цепи целесообразно начинать с этих резисторов. Первые ориентировочные значения резисторов R_1 и R_2 должны в 1000 раз превышать номинал резистора R_7 .

Выбор транзистора. Выбранные транзисторы должны обеспечивать возможность генерации на требуемой частоте. При этом не возникает никаких проблем, поскольку большинство RC -генераторов предназначено для использования на частотах ниже 100 кГц (как правило, не выше 20 кГц). Для удобства можно использовать транзисторы T_1 и T_2 одинакового типа. Однако транзистор T_2 на рабочей частоте должен иметь коэффициент усиления около 100 с тем, чтобы скомпенсировать потери мощности.

4.4. Схемы блокинг-генераторов

Рабочая схема блокинг-генератора приведена на рис. 4.11. Здесь изображены две разновидности этой схемы, одна из

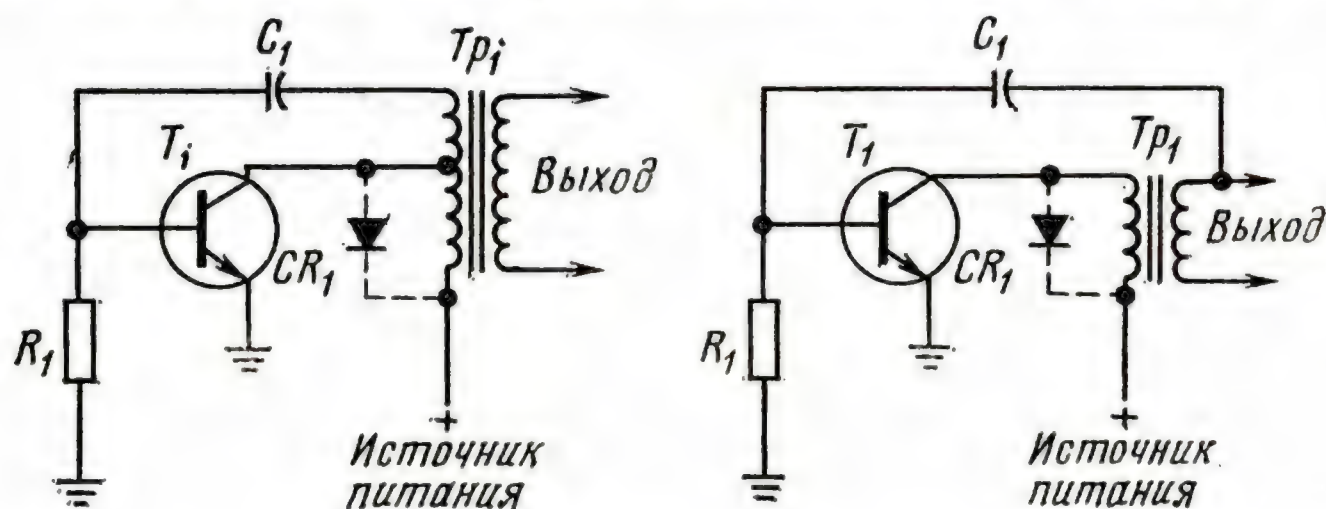


Рис. 4.11. Автоколебательный блокинг-генератор.

Выходное напряжение (пик импульса) $\approx$ напряжение источника питания, где $Tr_1 = 1:1$, $Tr_1 = 5:1$ (типовой случай); частота $= 1/R_1 C_1$; максимальная импульсная мощность $= (\text{выходное напряжение})^2 / \text{полное сопротивление нагрузки}$; средняя рассеиваемая мощность $\approx$ максимальная импульсная мощность $\times$ рабочий цикл; $C_1 \approx 0,1 - 10$ мкФ; $R_1 \approx 0,5$ МОм или меньше.

которых реализована на трансформаторе с отводом. Блокинг-генератор представляет собой один из наиболее простых полупроводниковых генераторов и работает на принципе релаксации. Транзистор первоначально смещен в прямом направлении и обеспечивает прохождение тока через первичную

обмотку трансформатора. Это приводит к тому, что сигнал через конденсатор C_1 поступает на базу транзистора. Поскольку база жестко смещена в прямом направлении, конденсатор C_1 быстро заряжается через смещенный в прямом направлении переход эмиттер — база транзистора. Вследствие быстрого включения коллекторного тока на вторичной обмотке трансформатора Tr_1 создается выходной импульс, крутизна которого ограничивается только индуктивностью рассеяния трансформатора Tr_1 . Прямолинейность вершины этого импульса определяется насыщением тока коллектора. При достижении транзистором режима насыщения сигнал обратной связи спадает и более не создает прямого смещения на транзисторе. При разряде конденсатора C_1 транзистор T_1 смещается в обратном направлении; разряд конденсатора происходит медленно (через резистор R_1). При

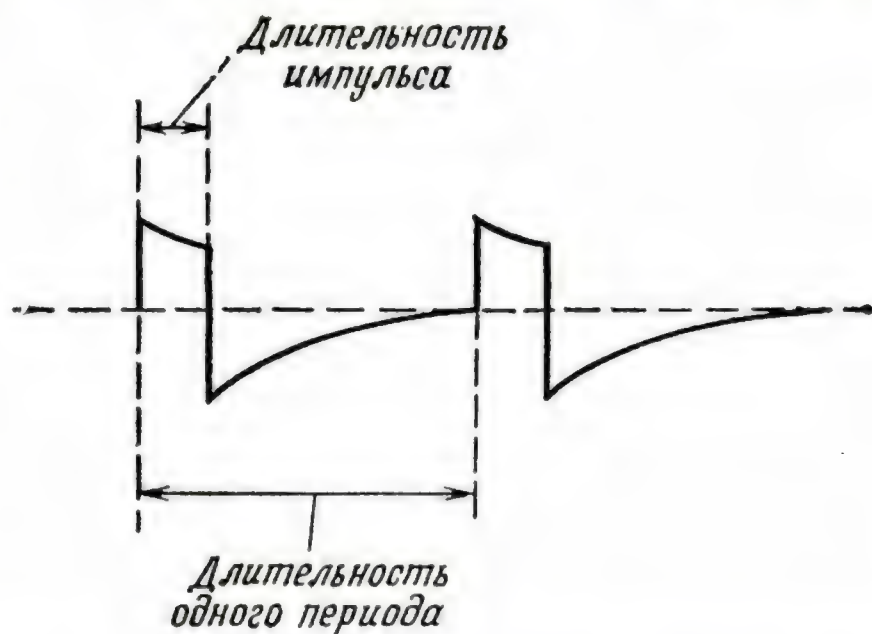


Рис. 4.12. Форма выходного сигнала типового блокинг-генератора.

Длительность импульса зависит от отношения C и R ; длительность одного периода зависит от постоянной времени RC ; рабочий цикл = длительность импульса/длительность одного периода.

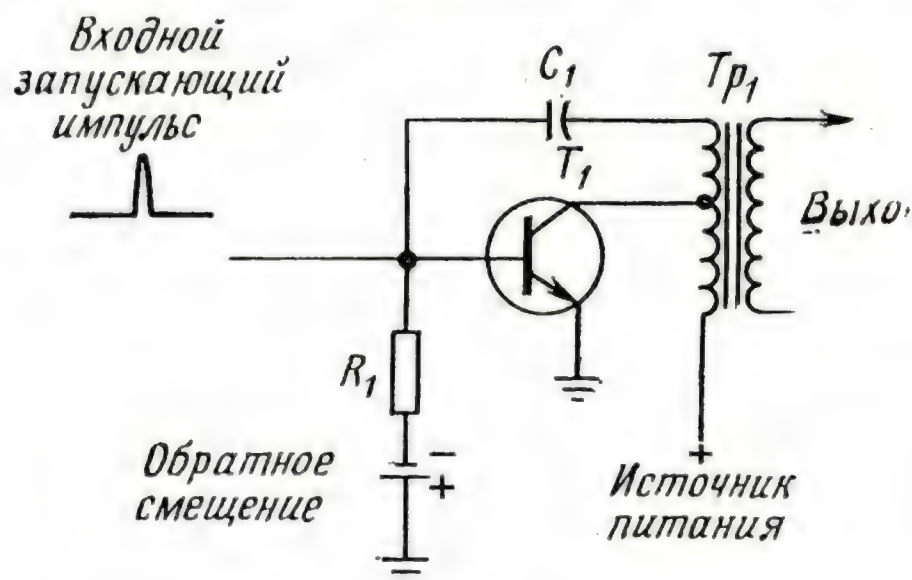


Рис. 4.13. Ждущий блокинг-генератор.

Выходное напряжение (пик импульса) $\approx$ напряжение источника питания, где $Tr = 1 : 1$; частота $= 1/R_1C_1$; максимальная импульсная мощность $= (\text{выходное напряжение})^2 / \text{полное сопротивление нагрузки}$; $R_1 \approx 0,5 \text{ МОм}$ или меньше $\approx$ входное полное сопротивление генератора; $C_1 \approx 0,1 - 10 \text{ мкФ}$; средняя рассеиваемая мощность $\approx$ максимальная импульсная мощность $\times$ рабочий цикл; обратное смещение $\approx$ пиковое значение импульса запуска $\times 0,5$; $C_1 \approx 1/\text{частота} \times R_1$.

появлении прямого смещения на транзисторе цикл колебаний начинается вновь. Постоянная времени R_1C_1 определяет время выключения (паузы) между импульсами и, следовательно, частоту колебаний блокинг-генератора.

Форма выходного сигнала блокинг-генератора изображена на рис. 4.12. Блокинг-генераторы не пригодны для диапазона

звуковых частот или в тех случаях, когда требуется сигнал синусоидальной формы (или хотя бы близкий к синусоидальной форме). Однако блокинг-генераторы представляют собой превосходные формирователи импульсов с крутыми фронтами, которые необходимы в переключающих устройствах. Выходные сигналы блокинг-генератора с временем нарастания импульса порядка 0,1 мкс не являются редкостью.

Блокинг-генераторы можно использовать и в качестве ждущих генераторов, где после подачи запускающего импульса формируется одиночный выходной импульс. Для этого требуется сместить переход эмиттер — база транзистора в обратном направлении, как показано на рис. 4.13. В этой структуре транзистор первоначально находится в режиме отсечки, при этом запускающий импульс смещает рабочую точку транзистора в активную область, что достаточно для начала цикла импульса.

Одно из основных достоинств блокинг-генератора состоит в том, что между импульсами он потребляет незначительный ток. Следовательно, в течение короткого времени с его выхода можно снять мощные импульсы тока без превышения мощностных параметров транзистора.

4.4.1. Основы расчета

При расчете показанных на рис. 4.11 и 4.13 схем необходимо принимать во внимание следующие специальные характеристики.

Напряжение выходного сигнала. Если первичная и вторичная обмотки трансформатора Tr_1 имеют одинаковое число витков (соотношение числа витков 1:1), то выходное напряжение (пик импульса) приблизительно равно напряжению источника питания. Как правило, вторичная обмотка трансформатора Tr_1 содержит меньшее число витков, чем первичная обмотка, что обеспечивает пониженное выходное напряжение. При использовании разновидности схем (рис. 4.13), реализованной на трансформаторе без отвода (конденсатор C_1 подключен ко вторичной обмотке), полное выходное напряжение в течение короткого пика импульса прикладывается к базе транзистора. В определенных условиях это может привести к выходу транзистора из строя. Можно рекомендовать использовать соотношение числа витков обмоток 5:1, при этом выходное напряжение составит приблизительно одну пятую напряжения источника питания.

Выбор трансформатора. В блокинг-генераторе можно применять трансформаторы любого типа при условии, что первичная обмотка выдерживает работу при токах и напряжениях, соответствующих подключению к вторичной обмотке требуемого выходного полного сопротивления. На первичной обмотке трансформатора существует мгновенный выброс на-

пряжения, равный приблизительно удвоенному значению напряжения источника питания. Для использования в блокинг-генераторах часто конструируются специальные трансформаторы. Такие трансформаторы снабжаются справочными данными по расчету схем блокинг-генераторов. Эту информацию и необходимо использовать при проектировании.

Выбор транзистора. Выбранный транзистор должен обеспечивать режим генерации на требуемой частоте и выдерживать длительное время приложенное полное напряжение источника питания. Мгновенное напряжение, сосредоточенное на первичной обмотке трансформатора, также прикладывается к транзистору. Таким образом, в течение пика импульса коллектор транзистора может находиться при удвоенном напряжении источника питания. Этого можно избежать, если включить в первичную обмотку трансформатора диод CR_1 , который обозначен на рис. 4.11 штриховой линией. Выбранный диод должен быть рассчитан на двойное приложенное напряжение источника питания (без пробоя). Поскольку любой диод характеризуется некоторым током утечки и прямым падением напряжения, то введение в схему этого диода может привести к уменьшению напряжения выходного сигнала.

В блокинг-генераторе трудно рассчитать ток через транзистор и результирующую мощность рассеяния. Поделив квадрат предполагаемого выходного напряжения (на вторичной обмотке трансформатора) на предполагаемое полное сопротивление нагрузки, найдем в первом приближении максимальную мощность импульса. Средняя же мощность, которую рассеивает транзистор, зависит от расстояния между импульсами (скважности импульсов).

Требования по организации смещения. Автоколебательная разновидность схемы блокинг-генератора (рис. 4.11) в начальном состоянии имеет прямое смещение, которое задается через резистор R_1 . Уровень этого смещения не является критичным. Чтобы схема перешла в режим возбуждения, к переходу эмиттер — база прикладывается полное прямое смещение и полное обратное смещение при заряде и разряде конденсатора C_1 . Для ждущей разновидности блокинг-генератора (рис. 4.13) требуется создание обратного смещения перехода эмиттер — база. Это смещение не должно превышать напряжения запускающего сигнала. Ориентировочно выбирают это напряжение обратного смещения равным приблизительно половине напряжения импульса запуска.

Рабочая частота колебаний. Рабочая частота колебаний приблизительно обратно пропорциональна постоянной времени R_1C_1 . Точное же значение этой частоты вычислить трудно, поскольку на процесс заряда и разряда конденсатора оказывают влияние и параметры транзистора, и параметры трансформатора. Напряжение источника питания также мо-

жет влиять на частоту колебаний. Однако блокинг-генераторы обладают очень высокой стабильностью относительно пульсаций напряжения источника питания.

Для обеспечения заданной постоянной времени (следовательно, частоты колебаний) можно использовать любые номиналы R и C . Однако в основном целесообразно придерживаться следующего правила. Для работы автоколебательного блокинг-генератора в диапазоне звуковых частот при номинале конденсатора C_1 в пределах $0,1—10$ мкФ значения резистора не должны превышать $0,5$ МОм. При увеличении номинала конденсатора C (при соответствующем снижении номинала резистора R), который определяет требуемую постоянную времени RC , возрастает длительность импульса относительно полного цикла, т. е. возрастает время включения транзистора (цикл полезной работы). При этом возрастает рассеиваемая транзистором мощность, а также и средняя мощность выходного сигнала.

4.5. Схемы мультивибраторов

Рабочая схема мультивибратора (иногда называется генератором прямоугольных колебаний) представлена на рис. 4.14. Эта схема характеризуется высокими значениями

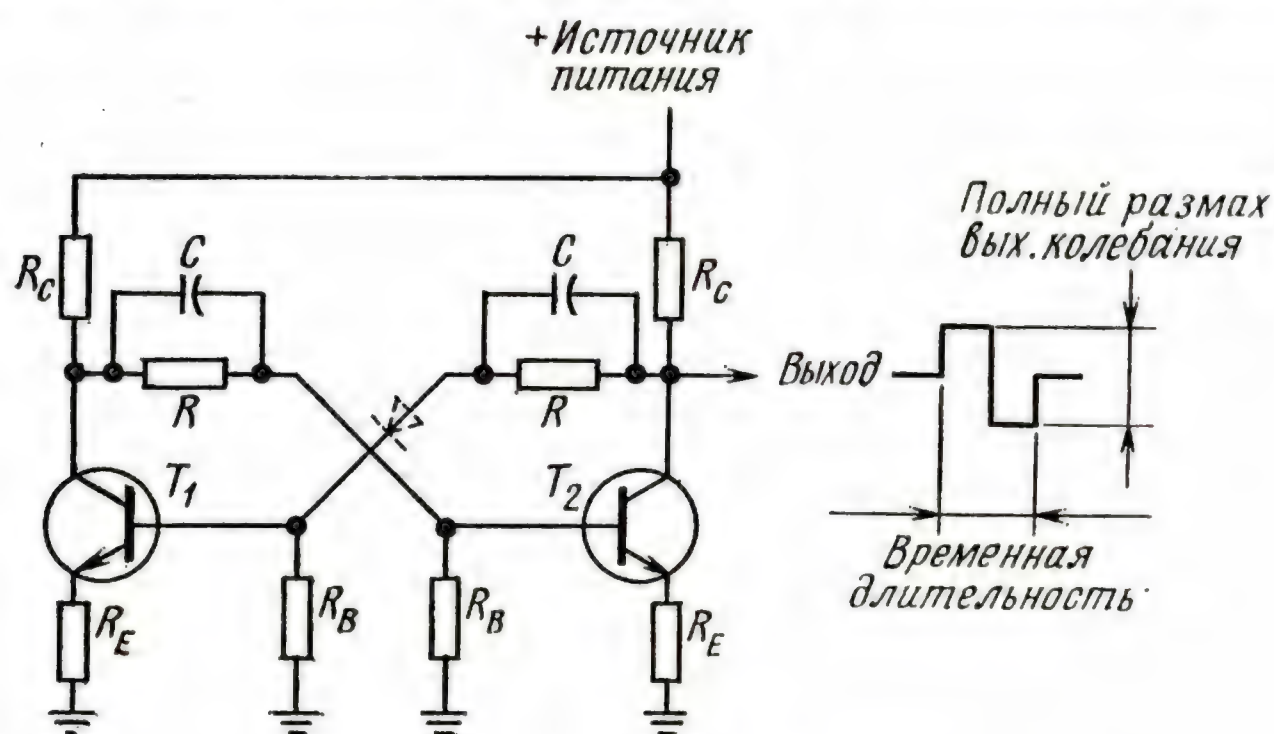


Рис. 4.14. Мультивибратор.

Выходное напряжение (полный размах) $\approx 0,6 \times$ напряжение источника питания $\approx$ напряжение рабочей точки коллектора; мощность рассеивания транзисторов T_1 и $T_2 \approx$ напряжение коллектора $\times$ ток коллектора; $R \approx 10 \times R_C$; частота $\approx 1/RC$; временная длительность $\approx$ постоянная времени RC ; наименьшее напряжение коллектора $\approx 0,3 \times$ напряжение источника питания; максимальный ток коллектора $\approx$ граничная мощность рассеивания транзисторов T_1 и T_2 /наименьшее напряжение коллектора; $R_C \approx$ (напряжение источника питания — наименьшее напряжение коллектора)/максимальный ток коллектора; $R_E \approx 0,5 \times R_C$; R_B см. в тексте; $C \approx 1/(\text{частота} \times R)$.

токов, поскольку номиналы эмиттерных резисторов равны приблизительно половине номиналов коллекторных резисторов, что обуславливает очень высокие значения коммутируемых токов через транзисторы. При этом необходимо исполь-

зовать транзисторы с повышенной нагрузочной способностью по току (т. е. более высокой рассеиваемой мощностью), однако это повышает стабильность частоты колебаний. Даже при изменениях напряжения источника питания эта схема обеспечивает стабильность частоты колебаний приблизительно 10^{-4} .

Рабочую схему можно также использовать и при *низких значениях* токов, при этом номиналы коллекторных резисторов приблизительно в 10 раз выше, чем номинал эмиттерного резистора. При этом можно использовать транзисторы с невысокой нагрузочной способностью по току (и мощности рассеяния), но при изменении напряжения источника питания происходит уход частоты колебаний. Однако это не всегда является нежелательным фактором. Например, в телеметрических системах мультивибраторы низкотокового типа используются как преобразователи напряжение — частота при передаче информации о напряжении. Если же требуется обеспечить стабильность работы схемы, то используются мультивибраторы с высоким значением тока.

В любом типе схем выходной сигнал представляет собой симметричное прямоугольное колебание. Положительные и отрицательные части цикла колебаний имеют одинаковые длительность и амплитуду. Выходной сигнал можно также снимать с любой половины этой схемы. При необходимости запускающий импульс можно подавать также на любую половину. Эта схема работает либо в автоколебательном режиме, когда частота колебаний задается постоянной времени RC , либо запускается импульсами.

4.5.1. Основы расчета

При расчете изображенной на рис. 4.14 схемы необходимо принимать во внимание следующие специальные характеристики.

Напряжение выходного сигнала. Полный размах выходного напряжения (или прямоугольного колебания) составляет приблизительно 0,6 напряжения источника питания, если номинал коллекторного сопротивления в два раза выше, чем у эмиттерного сопротивления. Например, при напряжении источника питания 10 В напряжение на каждом коллекторе будет меняться от 3,5 до 9,5 В на разных половинах цикла.

Мощность рассеяния. Рассеиваемую каждым транзистором мощность можно приблизительно определить как произведение наименьшего коллекторного напряжения и тока коллектора.

Расчет для наихудшего случая. Поскольку мультивибратор представляет собой ключевую схему, то к ней применим принцип расчета для наихудшего случая. В более простом изложении этот принцип означает, что ток базы должен в три

раза превышать расчетное значение. Как правило, ток базы вычисляется исходя из требуемого тока коллектора путем деления его на коэффициент усиления. В ключевых схемах ток базы в три раза превосходит это вычисленное значение.

При использовании принципа расчета для наихудшего случая транзистор всегда перевозбуждается. Хотя это и требуется для ключевых схем, для большинства схем это нежелательно. В нормальных рабочих условиях ключевая схема в наиболее короткое время переводится из режима полного насыщения в режим полной отсечки.

Время переключения. Общее время переключения каждого транзистора должно быть значительно меньше длительности одного выходного цикла. Общее время переключения транзистора состоит из времени нарастания, спада, задержки и накопления. Как правило, время переключения не должно превышать 0,1 длительности импульса (для законченного цикла). Например, если общее время переключения транзистора составляет 1 мкс, то длительность импульса не должна быть меньше 10 мкс. Следовательно, при таких параметрах сигнала рабочая частота мультивибратора составляет 100 кГц. Информация о времени переключения приводится в справочных материалах по переключающим транзисторам (либо по транзисторам, которые можно использовать в схемах переключения).

Симметричный выходной сигнал. Если обе половины схемы идентичны, то выходной сигнал будет симметричным. В некоторых автоколебательных схемах для обеспечения начального запуска вводится разбаланс. Мультивибратор представляет собой по существу стабильную структуру и может не перейти в автоколебательный режим. Альтернативный метод запуска автоколебательного режима мультивибратора заключается в том, чтобы последовательно с любым из сопротивлений обратной связи включить диод, показанный на рис. 4.14 штриховой линией. Тогда эта схема остается несимметричной до тех пор, пока не будет достигнут полный рабочий режим.

Рабочая частота колебаний. Рабочая частота колебаний определяется постоянной времени RC и приблизительно равна величине, обратно пропорциональной этой постоянной времени. Точное же значение частоты колебаний рассчитать достаточно трудно, поскольку на процессы заряда и разряда оказывают влияние характеристики транзистора. Для обеспечения заданной постоянной времени (и, следовательно, требуемой частоты) можно выбирать любые значения R и C . Однако номинал резистора R должен приблизительно в 10 раз быть больше, чем у коллекторного резистора. Затем выбираются соответствующие номиналы конденсаторов, что в конечном итоге и обеспечивает требуемую частоту колебаний.

Соотношения между напряжениями смещения. Цепь смещения можно рассчитать и исследовать исходя из нормаль-

ной рабочей точки, хотя схема никогда не будет функционировать в этой рабочей точке. Поскольку всегда присутствует сигнал обратной связи, транзисторы обычно всегда находятся в состоянии между полным насыщением и полной отсечкой. В качестве рекомендации можно указать, что напряжения на коллекторе и эмиттере транзистора должны соответственно составлять 0,6 и 0,2 напряжения источника питания. Напряжение на базе должно быть на 0,5 В более положительным (для кремниевых $n-p-n$ -транзисторов) или более отрицательным (для кремниевых $p-n-p$ -транзисторов) относительно эмиттера.

4.5.2. Схемы триггеров Шмитта

Триггер Шмитта представляет собой другую подобную мультивибратору бистабильную схему. Однако триггер

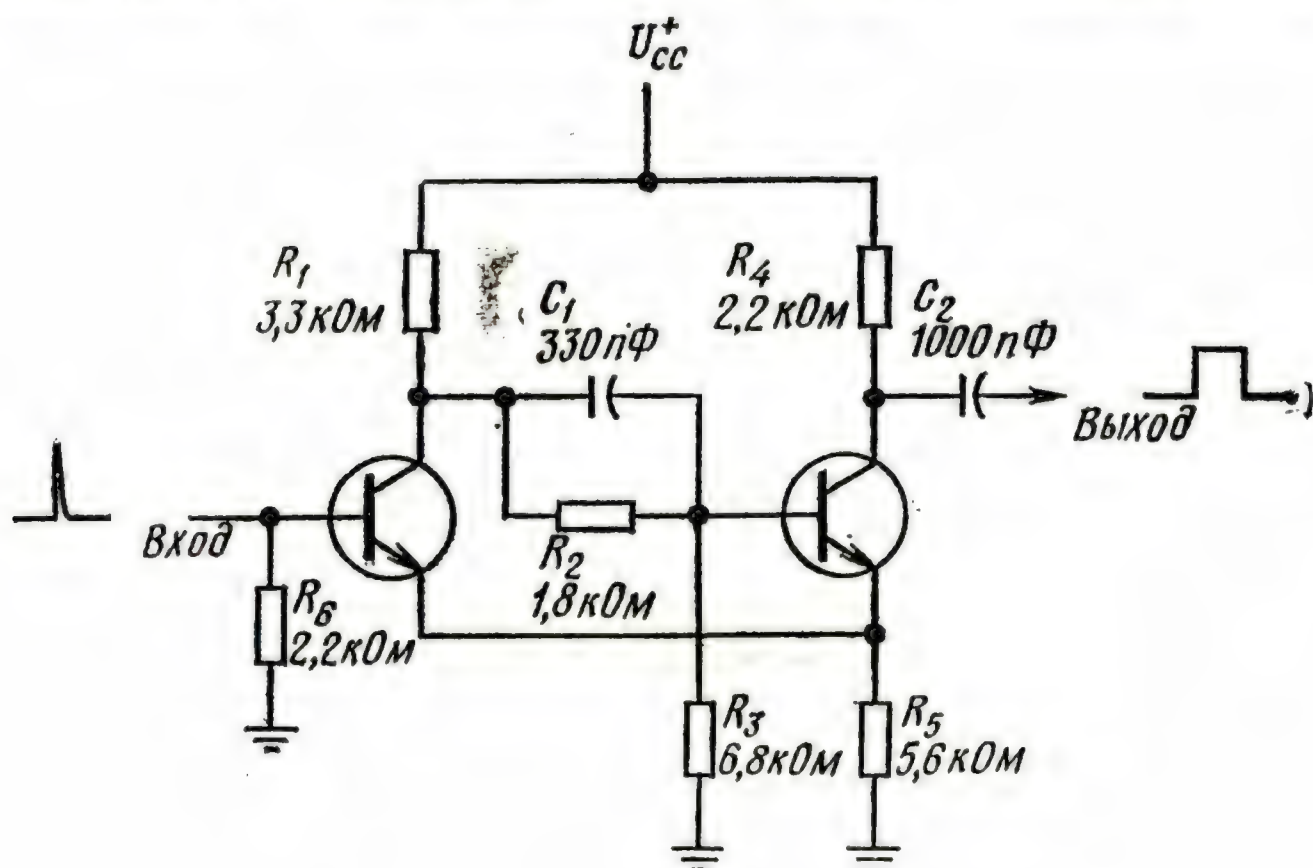


Рис. 4.15. Схема триггера Шмитта.

Шмитта не является истинным генератором, поскольку при отсутствии запускающего импульса он переходит в исходное состояние. Типовая схема триггера Шмитта приведена на рис. 4.15. Выходной сигнал этой схемы формируется только при наличии входного сигнала достаточной амплитуды.

При отсутствии входного запускающего сигнала конденсатор C_2 заряжается до значения напряжения коллектора транзистора T_2 . Транзистор T_2 смещен в прямом направлении положительным смещением, поступающим с точки соединения резисторов R_2 и R_3 . Транзистор T_1 смещен в обратном направлении напряжением, присутствующим на резисторе R_5 (которое устанавливает напряжение на эмиттере $n-p-n$ -транзистора более положительным, чем на базе).

При поступлении запускающего сигнала достаточной амплитуды компенсируется обратное смещение транзистора T_1 (переводит транзистор в режим проводимости). При этом падает напряжение на коллекторе транзистора T_1 и базе транзистора T_2 , что приводит к исчезновению прямого смещения на транзисторе T_2 . Транзистор T_2 выключается, и на его коллекторе вырабатывается выходной импульс.

Триггер Шмитта используется в тех случаях, когда необходимо восстановить начальную форму импульса. Его назначение состоит в том, чтобы преобразовывать входные импульсы произвольной формы (остроконечные импульсы, переменные колебания и т. д.) в прямоугольные или квадратные импульсы. Амплитуда и длительность выходных импульсов задается только номиналами элементов триггера Шмитта, а не формой входных сигналов. Следовательно, триггер Шмитта иногда называют схемой, *формирующей прямоугольные импульсы.*

ФИЛЬТРЫ, АТТЕНЮАТОРЫ И ФОРМИРУЮЩИЕ СХЕМЫ

В этой главе рассматриваются схемы фильтров, аттенюаторов и схемы формирования или преобразования формы сигнала. К ним относятся RC -фильтры, LC -фильтры, активные фильтры, аттенюаторы и удлинители, ограничители, фиксатор уровня и восстановители постоянной составляющей сигнала.

5.1. Основы теории фильтров

Основное назначение фильтра состоит в том, чтобы исключить прохождение сигналов определенного диапазона частот и в то же время обеспечить передачу сигналов другого диапазона частотного спектра. Хотя сложность схем фильтров лежит в пределах от очень простых до весьма сложных, существуют только два их основных типа, а именно *активные* и *пассивные*. Описываемые здесь активные фильтры по существу представляют собой полупроводниковый частотно-избирательный усилительный каскад. К пассивным же фильтрам относятся используемые в диапазоне низких или звуковых частот RC -фильтры (резистор — конденсатор) и LC -фильтры (катушка — конденсатор), предназначенные для применения на более высоких частотах. Фильтры также можно классифицировать исходя из диапазона тех частот, которые они пропускают или подавляют. Существуют четыре наиболее общеупотребительные классификации фильтров, а именно:

1. *Фильтр нижних частот*, который пропускает все сигналы с частотой ниже некоторого заданного значения и подавляет сигналы более высоких частот. Его называют также *фильтром подавления верхних частот*.

2. *Фильтр верхних частот*, который пропускает все сигналы с частотой выше некоторого заданного значения и подавляет сигналы более низких частот. Его называют также *фильтром подавления нижних частот*.

3. *Полосно-заграждающий фильтр*, который известен также как *полосно-останавливающий*, *полосно-исключающий* или *полосно-подавляющий*, используется для подавления сигналов определенного диапазона частот в то время, как сигналы с частотами выше и ниже этого диапазона проходят беспрепятственно.

4. Полосно-пропускающий фильтр, который пропускает сигналы заданной полосы частот.

5.2. Схемы RC-фильтров

Фильтрация сигналов диапазона звуковых частот осуществляется наиболее просто при использовании фильтров на основе сопротивления и емкости (RC). Сигналы низких частот подавляются цепью, состоящей из последовательно включенного конденсатора и шунтирующего резистора (рис. 5.1),

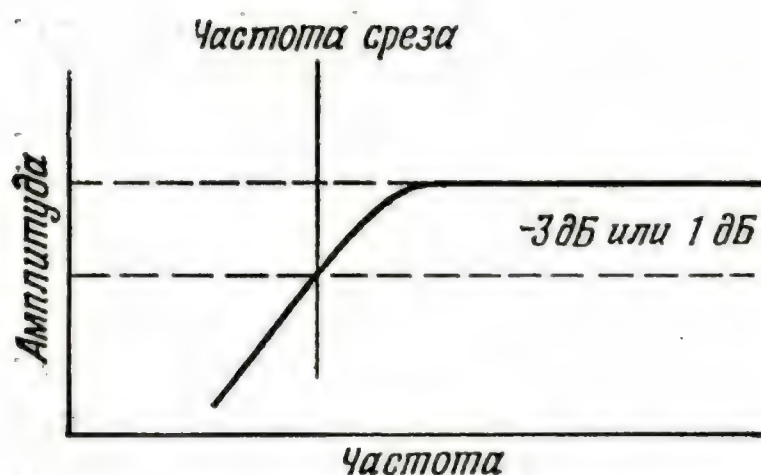
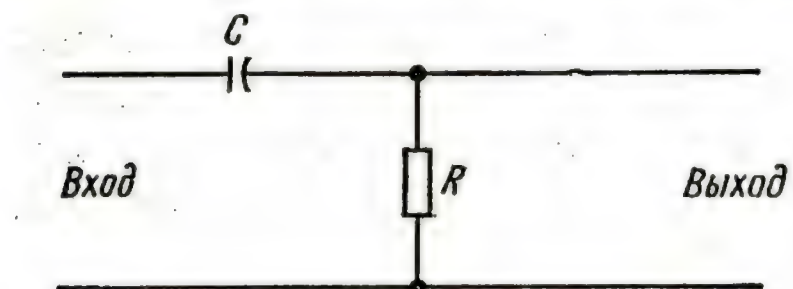


Рис. 5.1. Основная схема RC-фильтра верхних частот (подавление нижних частот).

Частота среза по уровню 3 дБ (Гц) $\approx 1/6,28RC$; $R_{3дБ}$ (Ом) $\approx 1/6,28FC$; $C_{3дБ}$ (Ф) $\approx 1/6,28FR$; Частота среза по уровню 1 дБ (Гц) $\approx 1/3,2RC$; $R_{1дБ}$ (Ом) $\approx 1/3,2FC$; $C_{1дБ}$ (Ф) $\approx 1/3,2FR$.

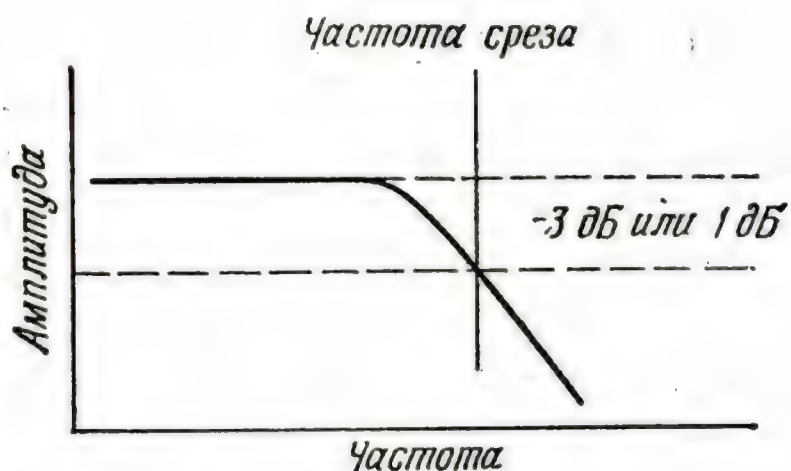
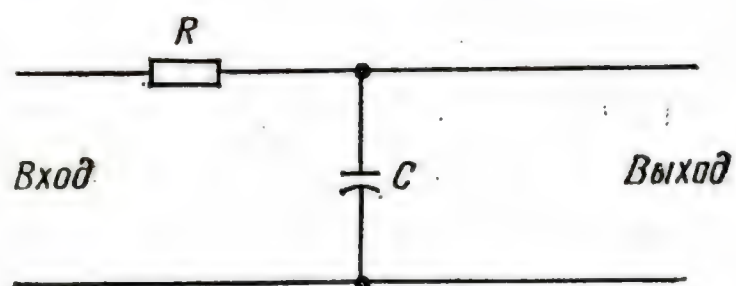


Рис. 5.2. Основная схема RC-фильтра нижних частот (подавление верхних частот). (См. подпись к рис. 5.1.)

а высоких частот — при перемене этих элементов местами (рис. 5.2). Приведенные на рис. 5.1 и 5.2 фильтры представляют собой по существу RC-цепи, которые характеризуются тремя параметрами, а именно: активным, реактивным и полным сопротивлениями. Обеспечиваемая этими RC-фильтрами величина затухания зависит от отношения активного или реактивного сопротивления к полному сопротивлению.

В изображенной на рис. 5.1 цепи верхних частот (подавление нижних частот) входное напряжение прикладывается и к резистору, и к конденсатору. Выходное же напряжение цепи снимается с сопротивления. При уменьшении частоты

сигнала возрастает значение реактивного сопротивления конденсатора и, следовательно, полного сопротивления цепи. Поскольку входное напряжение остается постоянным, такое возрастание полного сопротивления приводит к снижению протекающего через цепь тока ($I = E/Z$). Таким образом, снижается и ток через активное сопротивление, что приводит к уменьшению падения напряжения на нем. В RC -схеме верхних частот вносимое затухание вычисляется следующим образом:

$$\text{Выходное напряжение} = \text{Входное напряжение} \times R/Z.$$

Для практических целей можно считать, что, поскольку резистор R имеет постоянное значение, значение полного сопротивления Z изменяется обратно пропорционально частоте сигнала, а выходное напряжение прямо пропорционально (выходное напряжение падает при уменьшении частоты сигнала).

В приведенной на рис. 5.2 цепи нижних частот (подавление верхних частот) входное напряжение прикладывается и к резистору, и к конденсатору. Выходное напряжение снимается с конденсатора. При увеличении частоты сигнала происходит падение значения реактивного и, следовательно, полного сопротивлений. Однако, поскольку это полное сопротивление состоит из реактивного и фиксированного активного сопротивлений, его значение уменьшается не так быстро, как у реактивного сопротивления. Следовательно, снижение реактивного сопротивления (относительно полного сопротивления) приводит к уменьшению выходного напряжения. В RC -схеме нижних частот вносимое затухание вычисляется следующим образом:

$$\text{Выходное напряжение} = \text{Входное напряжение} \times X_c/Z.$$

Поскольку реактивное сопротивление изменяется быстрее полного сопротивления, выходное напряжение изменяется непосредственно с частотой (напряжение падает при увеличении частоты).

5.2.1. Основы расчета RC -фильтров

Как правило, фильтр характеризуется затуханием, выраженным в децибелах, которое он обеспечивает на заданной частоте. В основном RC -фильтры проектируются таким образом, чтобы на выбранной частоте среза коэффициент передачи снижался приблизительно на 3 дБ (т. е. составлял 0,707 входного значения сигнала). Однако в некоторых RC -фильтрах затухание на этой частоте среза выбирается 1 дБ. В подписи к рис. 5.1 и 5.2 приведены уравнения, соответствующие этим двум случаям задания требований, т. е. для снижения коэффициента передачи на 1 и 3 дБ.

При расчете любого RC -фильтра можно задаться номиналом либо резистора, либо конденсатора и вычислить значение другого элемента фильтра на заданной частоте среза. При практических расчетах обычно задаются номиналом сопротивления, поскольку он выбирается на основании других предъявленных к фильтру требований. Например, сопротивление фильтра верхних частот может также использоваться как входное или выходное полное сопротивление этой цепи.

5.2.2. Полосно-пропускающие RC -фильтры

Соединяя определенным образом схемы фильтров нижних (подавление верхних частот) и верхних (подавление нижних частот) частот, можно сформировать полосно-пропускающий

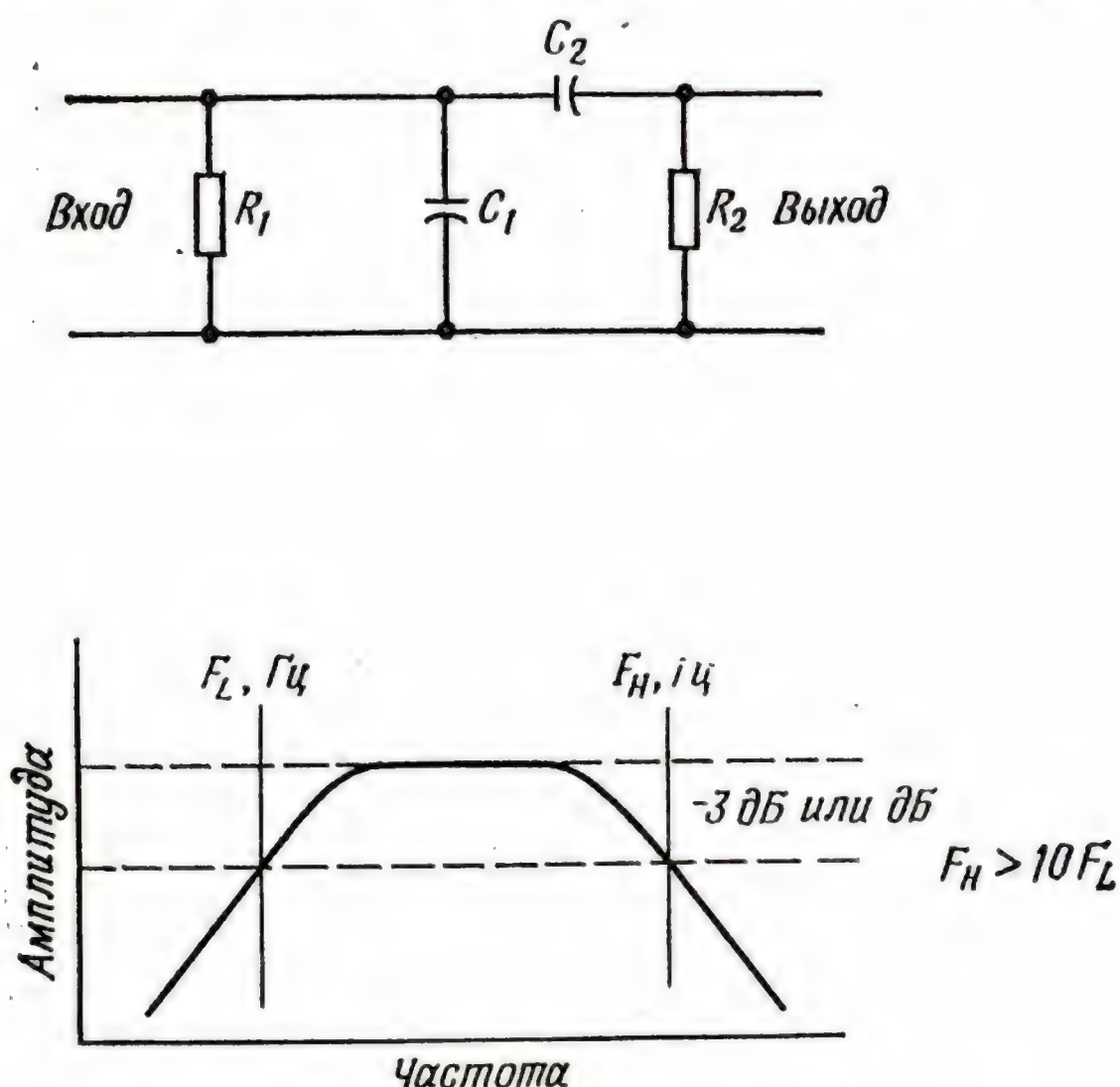


Рис. 5.3. Основной полосно-пропускающий RC -фильтр.

R_1 — входное полное сопротивление; R_2 — выходное полное сопротивление; $F_L \approx 1/6,28 C_2 (R_1 + R_2)$ для 3 дБ; $F_H \approx (R_1 + R_2)/6,28 C_1 R_1 R_2$ для 3 дБ; $C_1 (\Phi) \approx (R_1 + R_2)/6,28 F_H R_1 R_2$ для 3 дБ; $C_2 (\Phi) \approx 1/6,28 F_L (R_1 + R_2)$ для 3 дБ. (Для 1 дБ заменить коэффициент 6,28 на 3,2.)

RC -фильтр, схема которого приведена на рис. 5.3. В качестве рекомендации можно указать, что значение верхней граничной частоты (F_H) должно по крайней мере быть в 10 раз больше нижней граничной частоты (F_L), тогда такая полосно-пропускающая цепь будет работать достаточно эффективно. Если же отношение этих граничных частот меньше, чем 10 : 1, то входящие в состав этой схемы цепи оказывают значитель-

ное влияние друг на друга. Даже при их отношении 10:1 имеется некоторое взаимодействие, что делает приведенные на рис. 5.3 расчетные уравнения приближенными.

5.2.3. Многокаскадные RC-фильтры

Одиночный RC-фильтр характеризуется плавным переходом затухания от полосы пропускания к частоте среза. Если

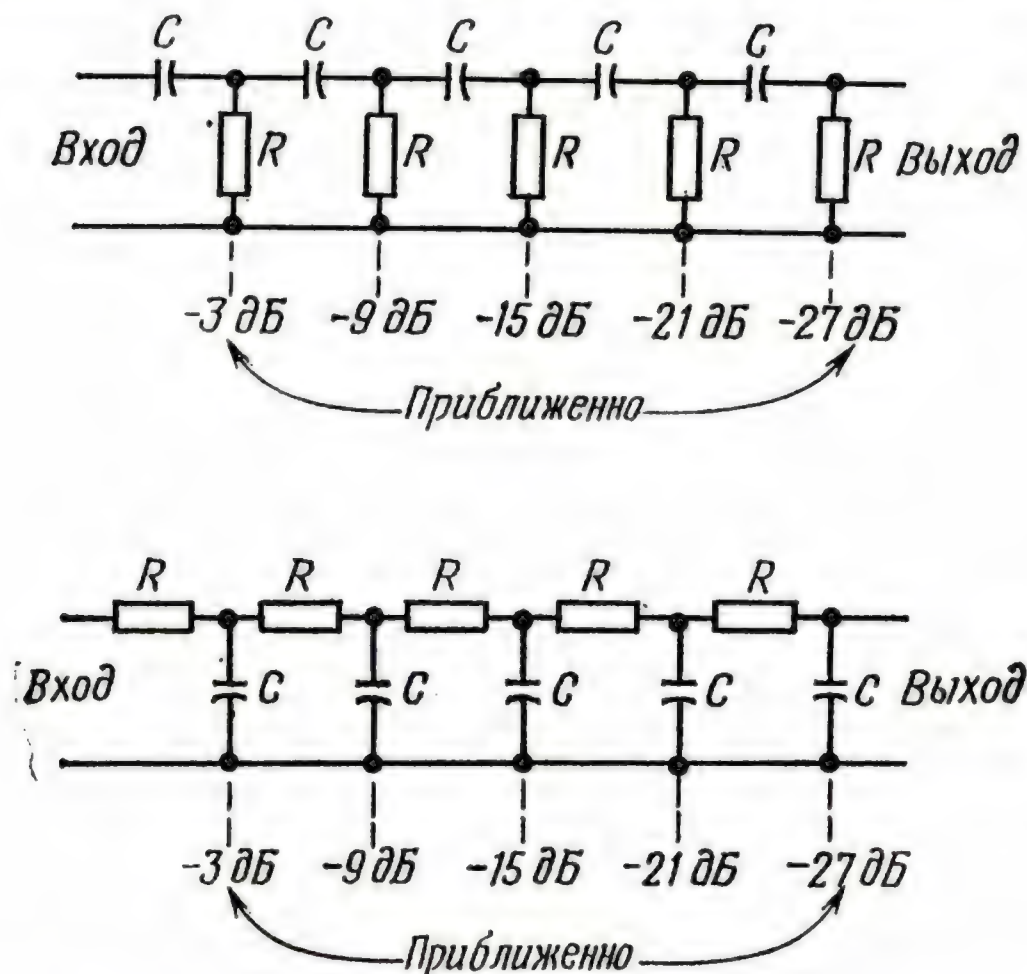


Рис. 5.4. Основные многозвенные RC-фильтры.
Частота среза $\approx 1/6,28 RC$; $R(\text{Ом}) \approx 1/6,28 FC$; $C(\text{Ф}) \approx 1/6,28 FR$.

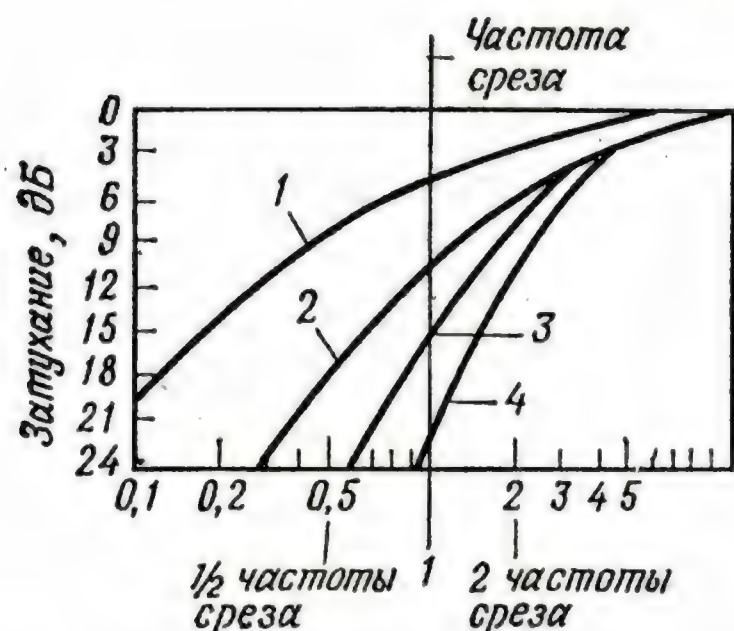


Рис. 5.5. Кривые затухания звеньев RC-фильтра верхних частот.
1 — 1 звено; 2 — 2 звена; 3 — 3 звена;
4 — 4 звена.

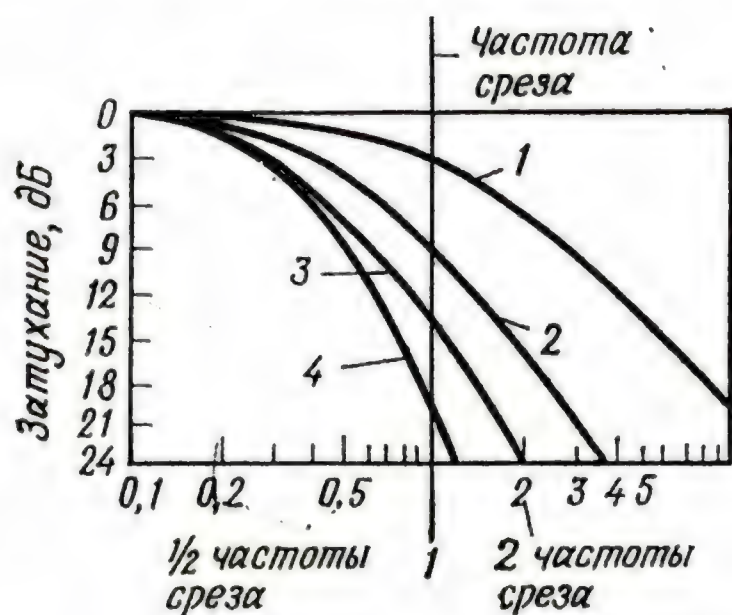


Рис. 5.6. Кривые затухания звеньев RC-фильтра нижних частот.
Обозначения см. на рис. 5.5.

же от фильтра требуется формирование более крутой переходной области, то можно соединить два или больше таких звеньев, как показано на рис. 5.4. Для двухзвенного фильтра верхних частот представлена характеристика (рис. 5.5),

имеющая повышенное затухание на частоте среза и также на частотах выше и ниже этой точки среза. Аналогичная характеристика двухзвенного фильтра нижних частот изображена на рис. 5.6. Такой RC -фильтр может состоять из любого числа звеньев. Для ориентировки можно указать, что добавление каждого звена приводит к увеличению затухания на заданной частоте среза на 6 дБ.

5.3. Схемы LC -фильтров

Большинство фильтров, имеющих высококачественные характеристики, реализуются на основе катушек индуктивности и конденсаторов. В LC -фильтр могут входить также и резисторы. Связь входной и выходной цепей большинства LC -фильтров соответственно с источником сигнала и нагрузкой производится таким образом, чтобы значения их реактивных или полных сопротивлений были равны.

5.3.1. LC -фильтр нижних частот

На рис. 5.7 приведена схема типового LC -фильтра нижних частот в ее наиболее простой форме, а именно изображена

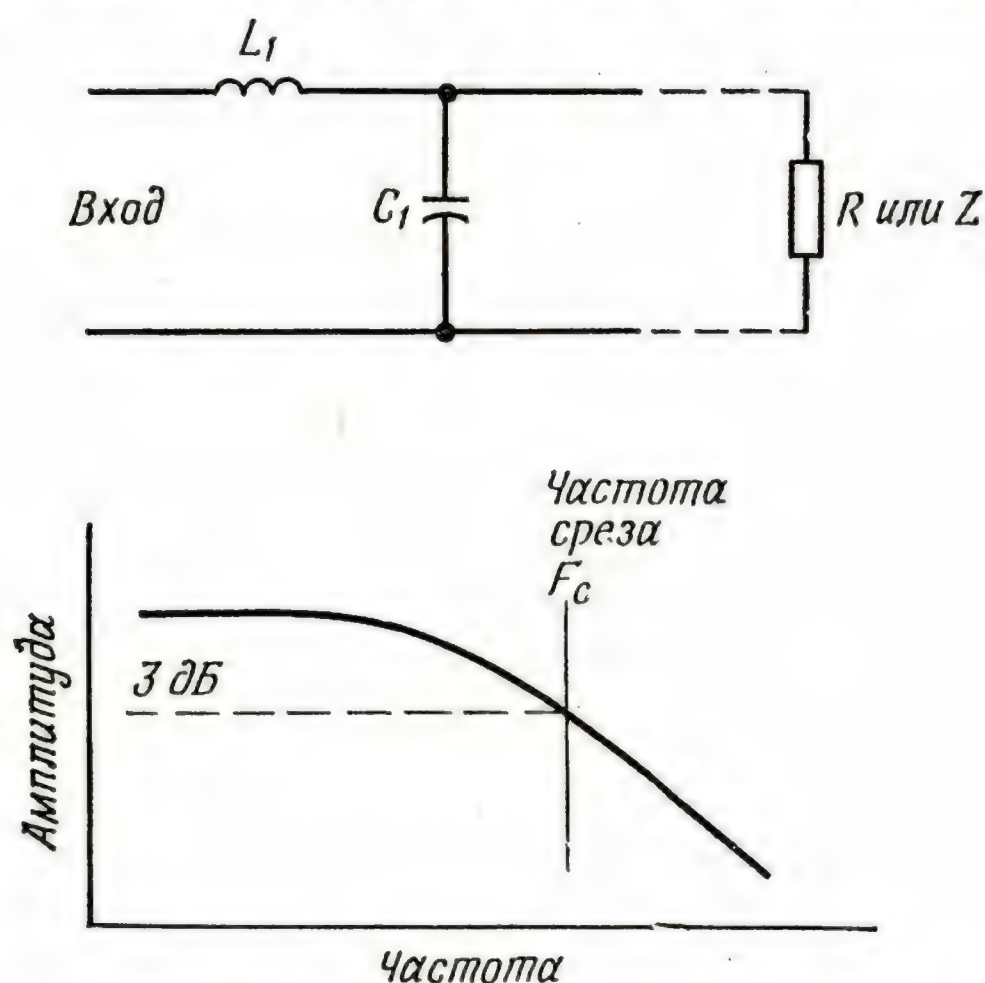


Рис. 5.7. Основной Г-образный фильтр нижних частот.

$$L \approx R/3,14F_c; F_c \approx 1/3,14\sqrt{LC}; C \approx 1/3,14F_cR; R \text{ или } Z \approx \sqrt{L/C}.$$

основная Г-образная структура. Всем LC -фильтрам присуще то преимущество, что для переменного тока конденсаторы и катушки индуктивности работают взаимнообратно, т. е. при увеличении частоты сигнала значение индуктивного реактивного сопротивления возрастает, а емкостного — падает. Таким образом, в LC -фильтре нижних частот параллельный

элемент при увеличении частоты сигнала создает более низкое реактивное сопротивление. Он оказывает шунтирующее воздействие на высокочастотные сигналы, но на низких частотах его реактивное сопротивление достаточно высокое. Последовательный элемент обеспечивает прохождение низкочастотных сигналов, а для сигналов высоких частот его реактивное сопротивление велико.

В большинстве LC -фильтров произведение полных сопротивлений емкости и индуктивности при изменении частоты

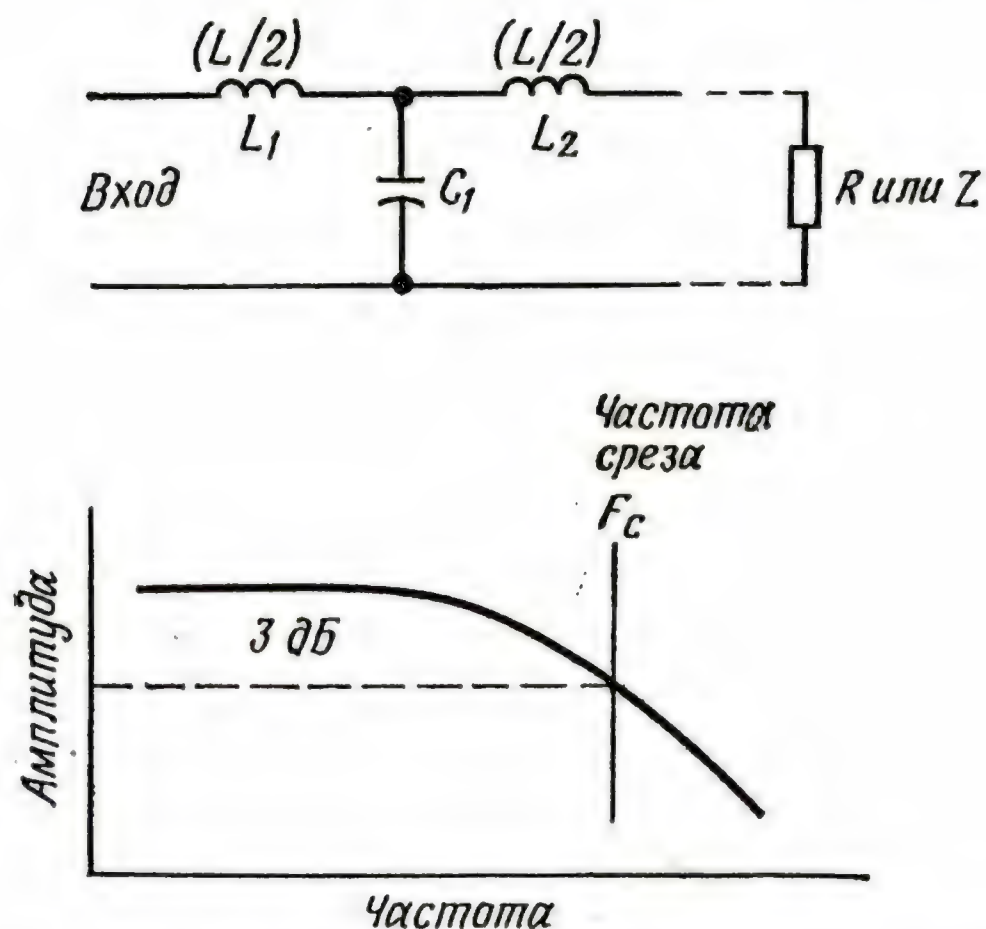


Рис. 5.8. Т-образный фильтр нижних частот.

$$L_{\text{общ}} \approx R/3,14F_C; F_C \approx 1/3,14 \sqrt{LC}; C_1 = 1/3,14F_C R; R \text{ или } Z \approx \sqrt{L/C}.$$

остается постоянным (из-за обратно пропорционального изменения их реактивных сопротивлений). Например, если емкостное реактивное сопротивление возрастает при увеличении частоты, то индуктивное реактивное сопротивление снижается на соответствующую величину. Такой фильтр называется *фильтром типа К*.

Основной Г-образный фильтр не обеспечивает достаточную крутизну частотной характеристики. Для ее увеличения в основную Г-образную структуру вводят дополнительную катушку индуктивности, как показано на рис. 5.8. Такая конфигурация фильтра носит название Т-образной. В Т-образном фильтре значение конденсатора C такое же, как и в исходной Г-образной структуре, и все ее расчетные уравнения сохраняются. Суммарная индуктивность катушек L_1 и L_2 должна быть эквивалентна индуктивности единственной катушки исходной Г-образной структуры. Обычно требуемая общая индуктивность распределяется поровну между двумя этими катушками так, чтобы каждая из катушек в Т-образном

фильтре нижних частот имела индуктивность в два раза меньше, чем у исходной катушки.

Можно также увеличить крутизну переходной области, вводя в цепь дополнительный конденсатор. Такая структура фильтра называется Π -образной и изображена на рис. 5.9. В Π -образном LC -фильтре значение индуктивности L не изменяется в то время, как суммарная емкость конденсаторов

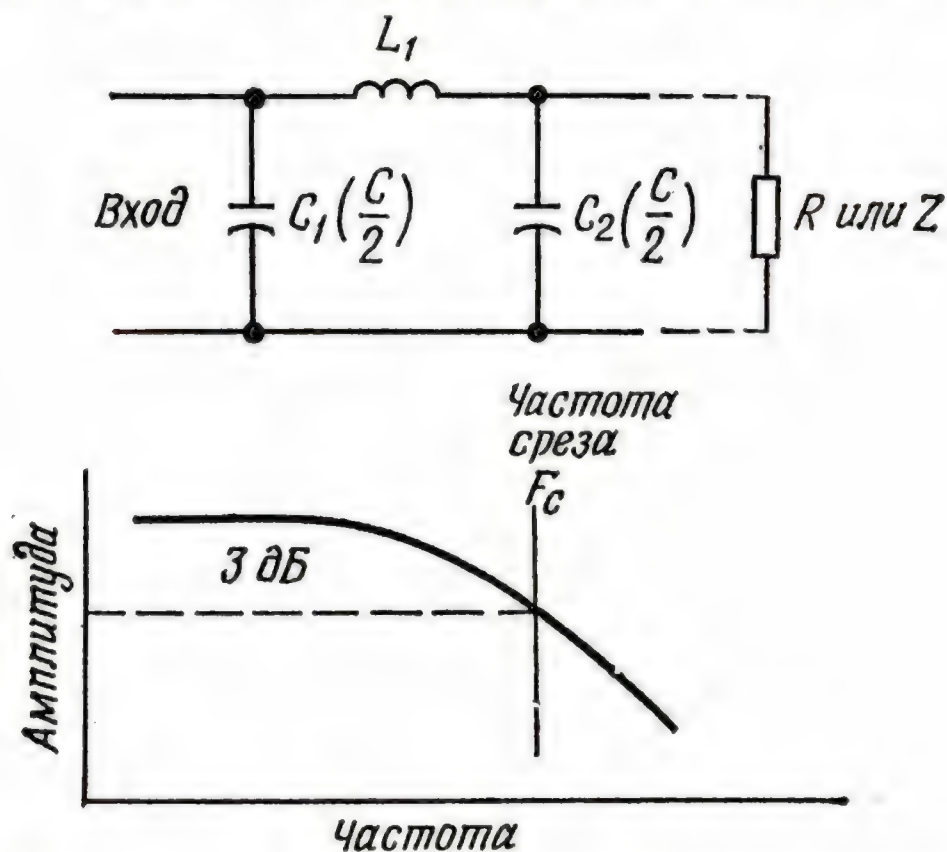


Рис. 5.9. Π -образный фильтр нижних частот.

$L \approx R/3,14F_C$; $F_C \approx 1/3,14\sqrt{LC}$; $C_{\text{общ}} \approx 1/3,14F_C R$; R или $Z \sqrt{L/C}$.

C_1 и C_2 должны быть эквивалентны емкости одиночного конденсатора основной Γ -образной структуры. Обычно требуемая общая емкость распределяется поровну между этими двумя конденсаторами так, чтобы каждый из них в Π -образном фильтре нижних частот имел емкость, равную половине общего требуемого значения.

5.3.2. LC -фильтр верхних частот

На рис. 5.10 приведена схема типового LC -фильтра верхних частот в ее наиболее простой форме, а именно представлена основная Γ -образная структура. Фильтрам верхних частот также присуще то преимущество, что для переменного тока конденсаторы и катушки индуктивности работают противоположным образом. Следовательно, в LC -фильтре верхних частот последовательный элемент при увеличении частоты сигнала имеет более низкое реактивное сопротивление. Такой элемент пропускает высокочастотные сигналы, а для сигналов низких частот его реактивное сопротивление велико. Параллельный элемент оказывает шунтирующее влияние на сигналы низких частот, а для высокочастотных сигналов его реактивное сопротивление велико. Большинство LC -фильтров верхних частот являются фильтрами типа K .

Для увеличения крутизны частотной характеристики в исходную Г-образную структуру можно ввести дополнительный конденсатор, как показано на рис. 5.11. Такой фильтр имеет

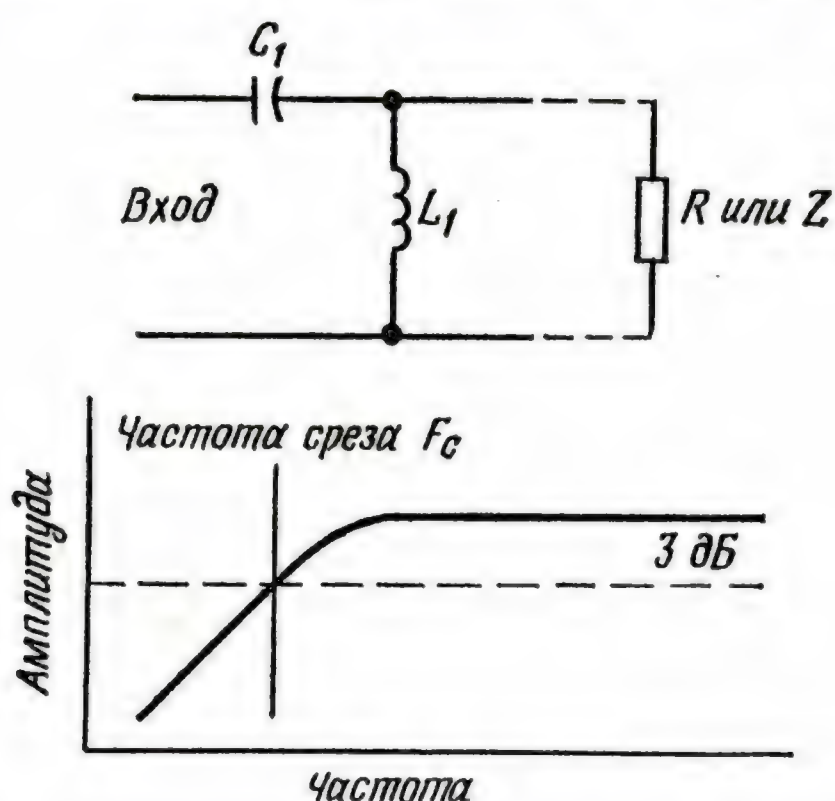


Рис. 5.10. Основной Г-образный фильтр верхних частот.
 $L \approx R/12,6 F_C$; $F_C \approx 1/12,6 \sqrt{LC}$; $C_1 \approx 1/12,6 F_C R$; R или $Z \approx \sqrt{L/C}$.

Т-образную структуру. В Т-образном фильтре значение индуктивности L не отличается от ее значения в исходной Г-образной структуре и все расчетные уравнения остаются

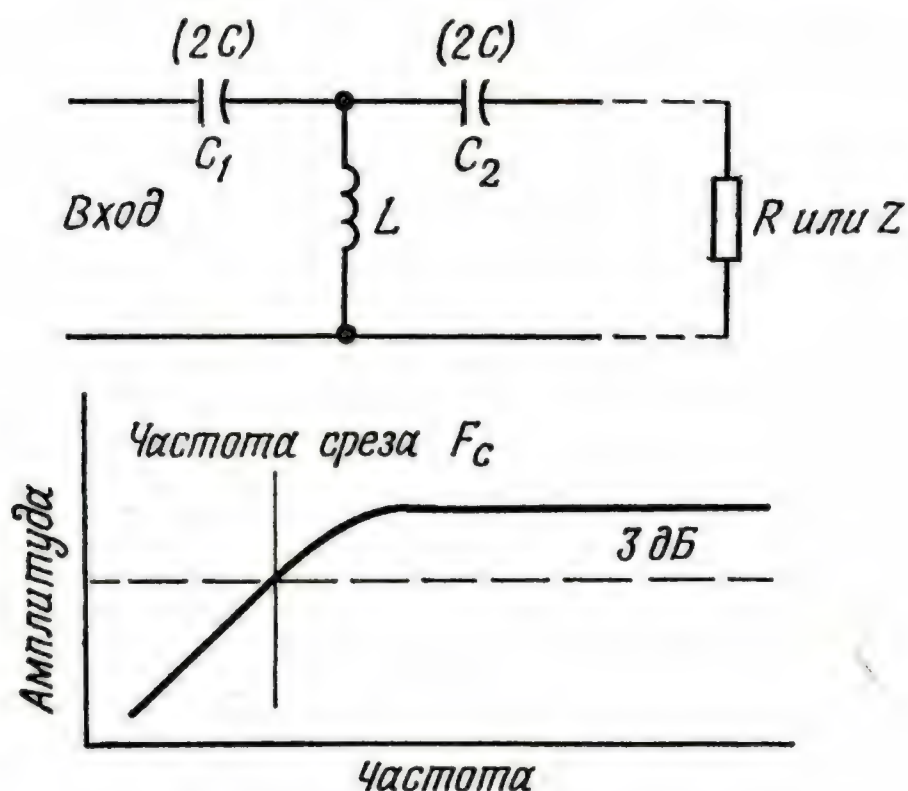


Рис. 5.11. Т-образный фильтр верхних частот.
 Формулы см. на рис. 5.10.

теми же. Суммарная емкость конденсаторов C_1 и C_2 должна быть эквивалентна емкости одиночного конденсатора основной Г-образной структуры. Обычно эта требуемая суммарная емкость распределяется поровну между двумя конденсаторами так, что в Т-образном LC-фильтре верхних частот

каждый конденсатор имеет емкость, равную удвоенному исходному значению.

Крутизну частотной характеристики фильтра можно повысить также путем введения в схему дополнительной катушки индуктивности, как изображено на рис. 5.12. Такой

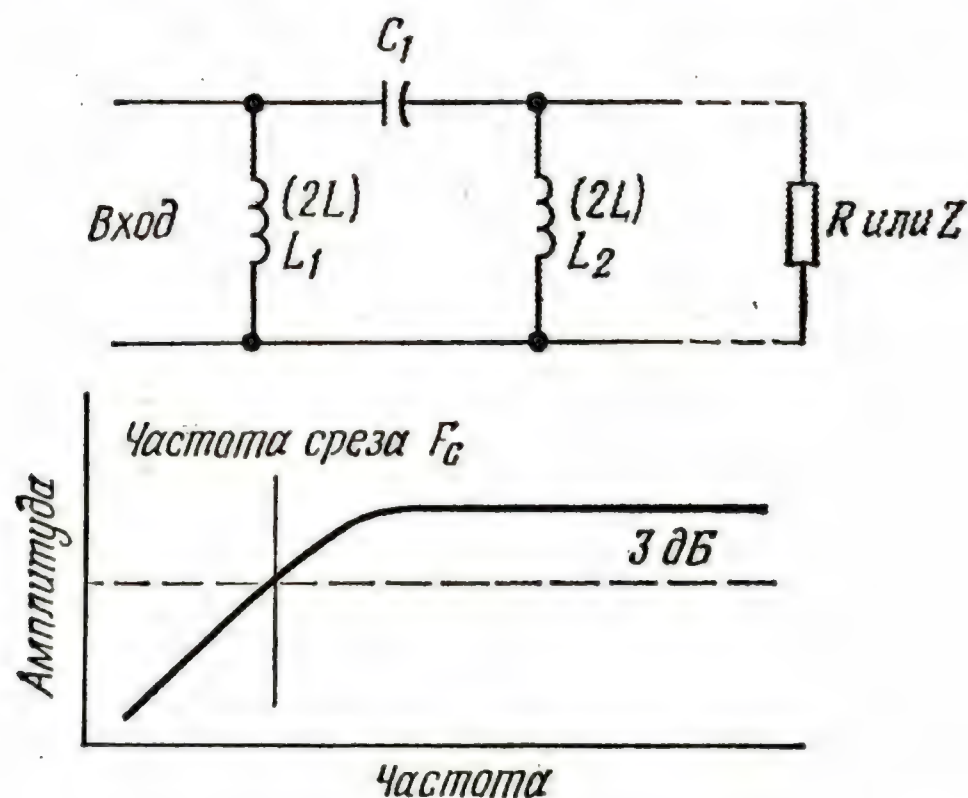


Рис. 5.12. П-образный фильтр верхних частот.
Формулы см. на рис. 5.10.

фильтр называется П-образным. В П-образном LC -фильтре значение емкости конденсатора не изменяется, а суммарная индуктивность катушек L_1 и L_2 должна быть эквивалентна индуктивности одиночной катушки исходной Г-образной структуры. Обычно эта требуемая общая индуктивность распределяется поровну между двумя катушками так, что каждая из них в П-образном LC -фильтре верхних частот имеет индуктивность, равную удвоенному исходному значению.

5.3.3. Полосно-заграждающий LC -фильтр

Полосно-заграждающий фильтр обладает тем преимуществом, что последовательные и параллельные резонансные цепи имеют различные характеристики их полных сопротивлений. Параллельная LC -цепь создает на резонансной частоте максимальное полное сопротивление в то время, как у последовательной цепи оно минимально. При соединении этих двух LC -цепей определенным образом, как показано на рис. 5.13, можно создать схему полосно-заграждающего фильтра. Последовательная ветвь обладает минимальным полным сопротивлением на центральной частоте требуемого диапазона. Ее полное сопротивление начинает увеличиваться по обе стороны от частоты резонанса. На центральной частоте эта ветвь оказывает шунтирующее воздействие. Параллельная ветвь

на центральной частоте имеет максимальное полное сопротивление, и оно уменьшается по обе стороны от частоты резонанса.

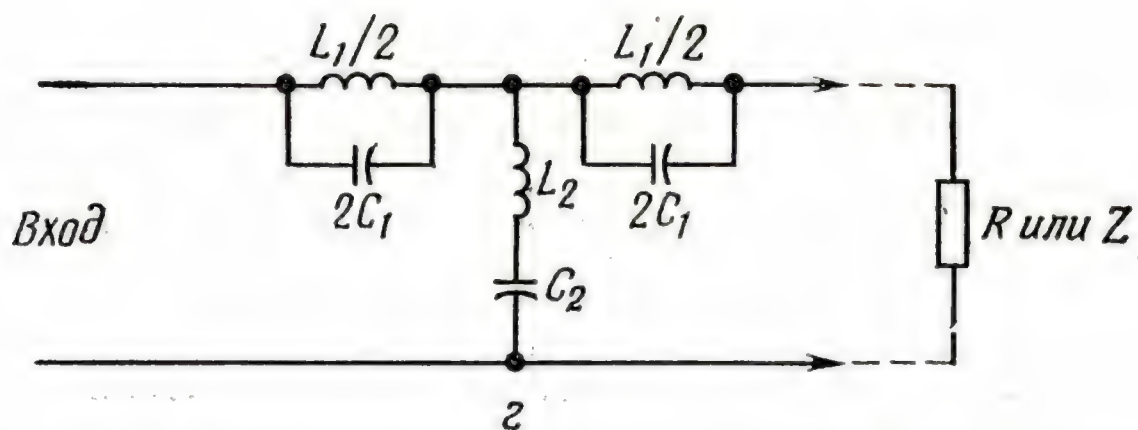
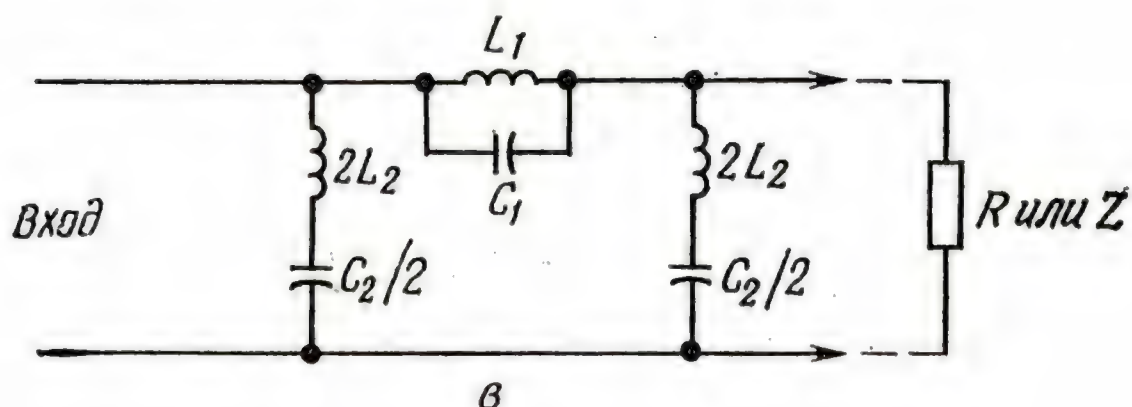
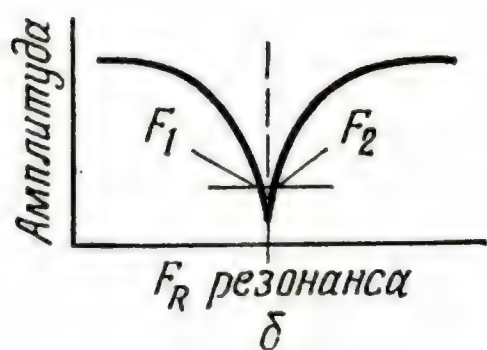
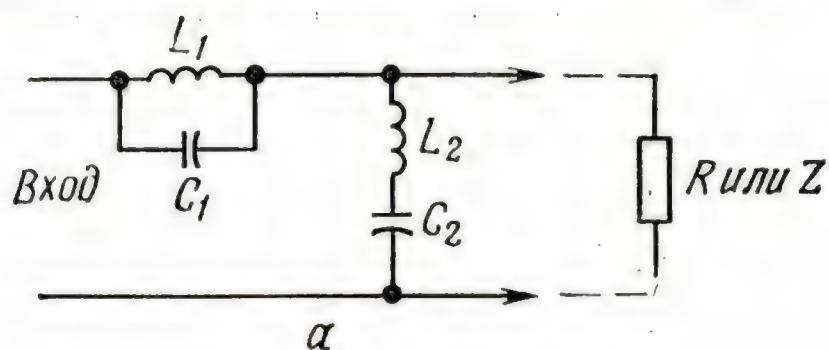


Рис. 5.13. Схемы полосно-заграждающих фильтров.

а — основная схема; б — характеристики; в — П-образная; г — Т-образная; $L_1 \approx (F_2 - F_1) \times \times R / 3,14 F_1 F_2$; $L_2 \approx R / 12,6 (F_2 - F_1)$; $C_1 \approx 1 / 12,6 (F_2 - F_1) R$; $C_2 \approx (F_2 - F_1) / 3,14 R F_1 F_2$; F_R (кГц) $\approx 159 / \sqrt{L$ (мкГн) C (мкФ).

нанса. Эта ветвь препятствует прохождению сигналов в диапазоне частот по обе стороны от центральной частоты.

5.3.4. Полосно-пропускающий LC-фильтр

Полосно-пропускающий фильтр имеет то преимущество, что последовательные и параллельные резонансные цепи обладают отличающимися характеристиками их полных сопротивлений. Параллельная LC-цепь на резонансной частоте

создает максимальное полное сопротивление в то время, как у последовательной LC-цепи оно минимально. На основе этих двух LC-цепей можно реализовать полосно-пропускающий

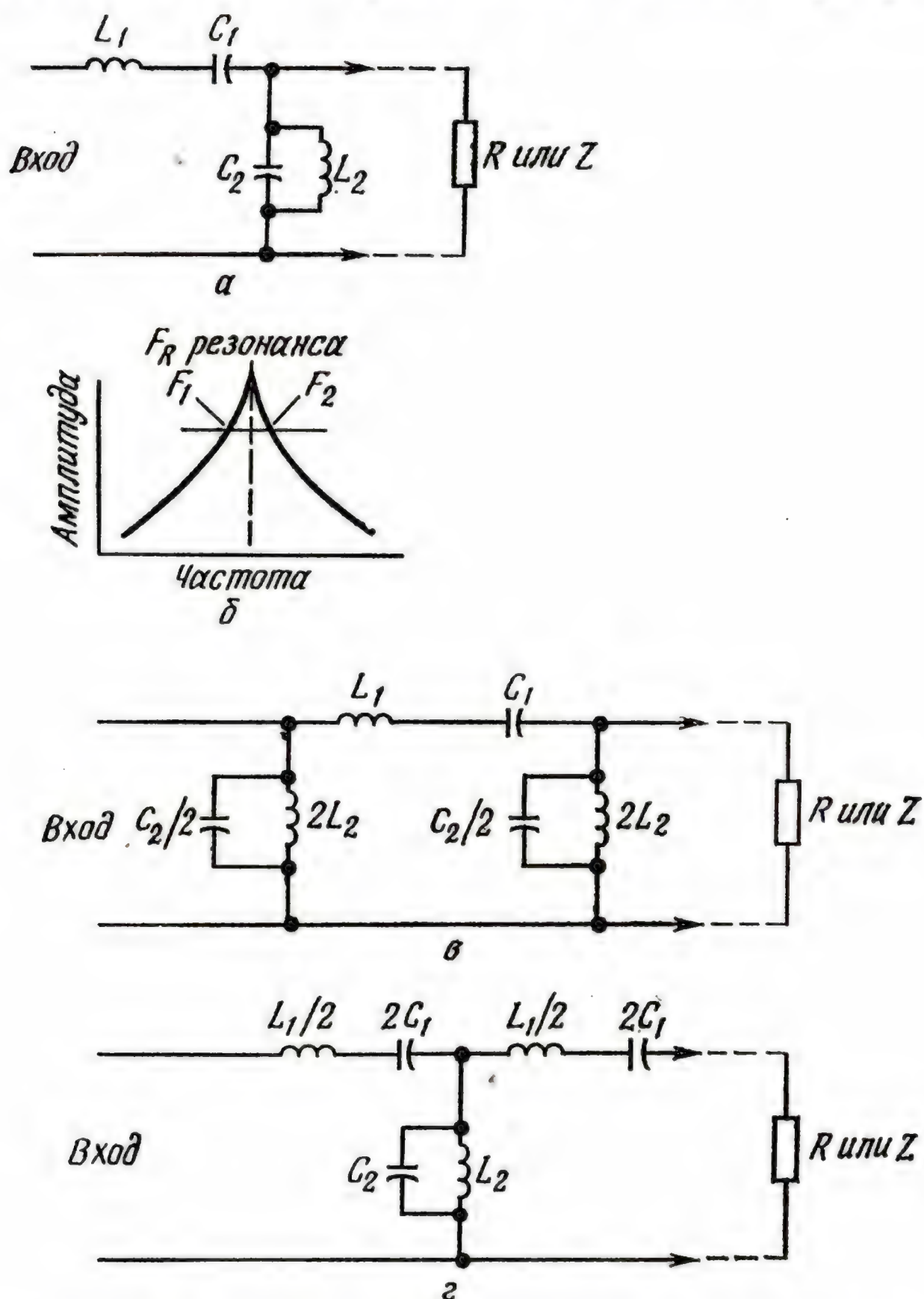


Рис. 5.14. Схемы полосно-пропускающих фильтров.
 $L_1 \approx R/3,14 (F_2 - F_1)$; $L_2 \approx (F_2 - F_1) R/12,6 F_1 F_2$; $C_1 \approx (F_2 - F_1)/12,6 F_1 F_2 R$; $C_2 \approx 1/3,14 \times$
 $\times (F_2 - F_1) R$; F_R (кГц) $\approx 159/\sqrt{L \text{ (мкГн)} \times C \text{ (мкФ)}}$. а-г см. рис. 5.13.

фильтр, схема которого показана на рис. 5.14. Последовательная ветвь обладает на центральной частоте требуемого диапазона минимальным полным сопротивлением, которое увеличивается по обе стороны от частоты резонанса. Эта ветвь пропускает сигналы с частотами, лежащими выше и ниже заданной центральной частоты. Полное сопротивление параллельной ветви имеет максимальное значение на центральной частоте и уменьшается по обе стороны от частоты резонанса. Эта ветвь оказывает шунтирующее воздействие на сигналы с частотами выше и ниже центра заданной полосы,

Вследствие этого как последовательная, так и параллельная ветвь обеспечивают прохождение сигналов в диапазоне частот, лежащем по обе стороны от заданной центральной частоты.

5.4. Схемы активных фильтров

Кроме пассивных фильтров (LC или RC) существуют также фильтры, которые реализуются на основе усилителей. Такие активные фильтры обладают двумя важнейшими достоинствами. Первое, имеется возможность получить эквивалент индуктивного реактивного сопротивления без использования громоздких и тяжелых катушек индуктивностей, необходимых при создании типовых LC -фильтров диапазона звуковых частот. Второе, при применении активных фильтров можно исключить вносимое пассивными фультрами (RC или LC) затухание сигнала.

5.4.1. Активные фильтры нижних частот

Основная схема активного фильтра нижних частот, а также соответствующие характеристики для нескольких наборов

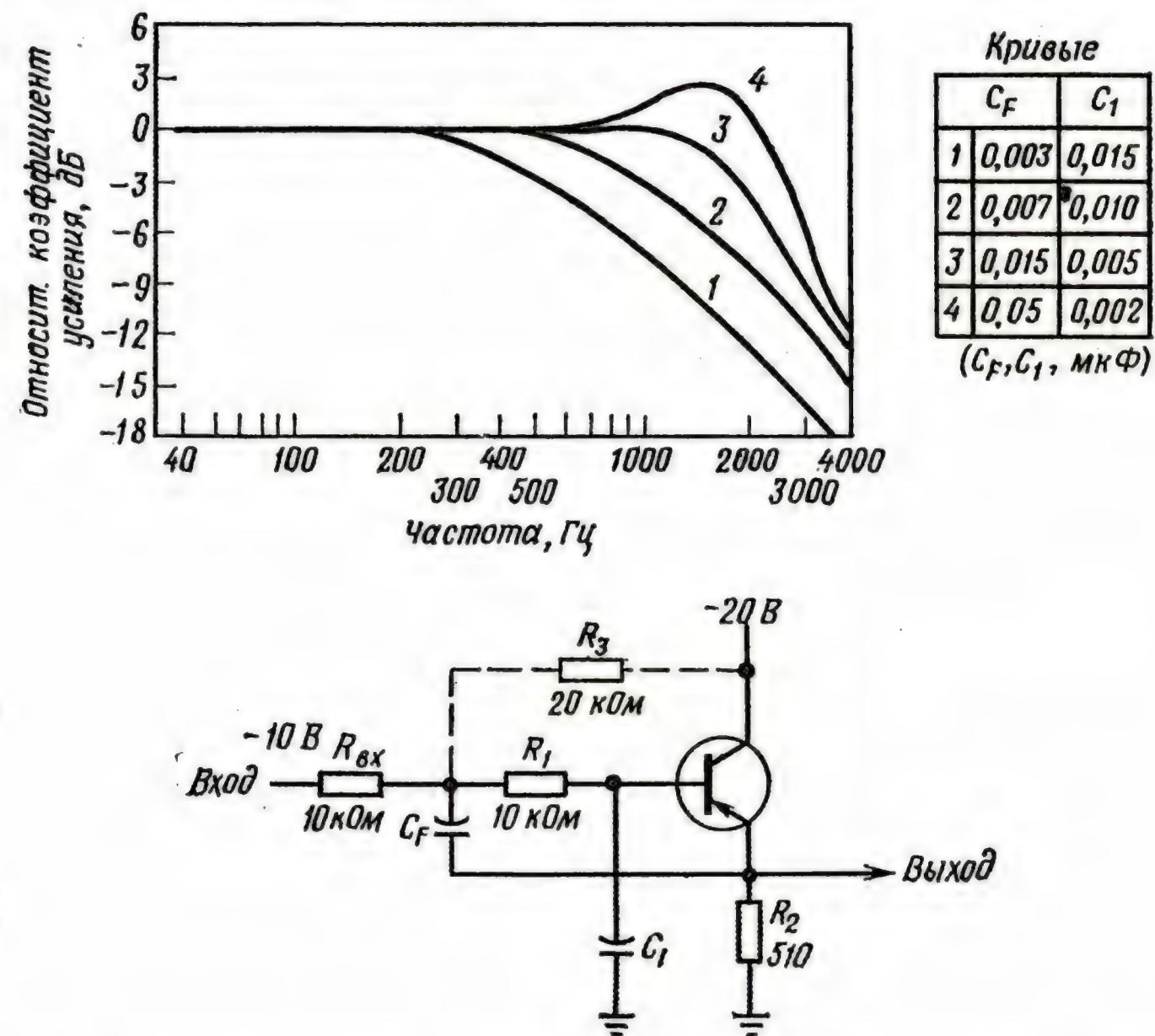


Рис. 5.15. Активный фильтр нижних частот и соответствующие характеристики.

номиналов элементов представлены на рис. 5.15. Следует отметить, что номиналы имеют приближенное значение, и

обычно требуется провести их подстройку с тем, чтобы добиться желаемой характеристики. Типовое значение коэффициента передачи по напряжению этой схемы немного меньше единицы при использовании транзисторов с параметром β не менее 20.

Значение коэффициента передачи и форма характеристики зависят от глубины обратной связи (которая в свою очередь определяется номиналами элементов). Следует отметить, что сама обратная связь является положительной и, следовательно, добавляется к сигналу. Однако амплитуда сигнала обратной связи (во всем диапазоне частот) меньше того значения, при котором возникает самовозбуждение. Изображенная на рис. 5.15 схема представляет собой эмиттерный повторитель, который, как правило, не дает усиления по напряжению.

Для реализации необходимого смещения на входе этой схемы (рис. 5.15) требуется обеспечить напряжение приблизительно -10 В (т. е. половину напряжения источника питания -20 В). Его можно сформировать в предыдущем каскаде. При отсутствии же такого каскада требуемое смещение можно получить при добавлении в схему резистора с номиналом 20 кОм (изображенный штриховой линией резистор R_3) и увеличении номинала резистора $R_{вх}$ до 20 кОм. Такая структура характеризуется затуханием в 6 дБ. Таким образом, для обеспечения хороших рабочих характеристик изображенную на рис. 5.15 схему необходимо подключать непосредственно к выходу предыдущего каскада.

5.4.2. Активные фильтры верхних частот

Основная схема активного фильтра верхних частот и его характеристики приведены на рис. 5.16. Эта схема является инверсным аналогом показанной на рис. 5.15 схемы, т. е. конденсаторы включаются последовательно с базой транзистора, а обратная связь замыкается через резистор R_F , а не через конденсатор C_F . Коэффициент передачи и форма характеристик определяются глубиной обратной связи (т. е. зависят от номиналов элементов схемы).

5.4.3. Активные полосно-пропускающие фильтры

Для реализации полосно-пропускающего фильтра можно соединить каскадно схемы, показанные на рис. 5.15 и 5.16, используя любую из характеристик. Однако наиболее предпочтительной является кривая 3, поскольку она обладает наиболее крутой переходной областью. Кривые 1 и 2 характеризуются значительным наклоном без резкого перехода, а у кривой 4 имеется некоторый выброс в точке перехода. Если эти схемы объединяются в полосно-пропускающий фильтр, то

сначала включается фильтр верхних частот (рис. 5.16), а затем фильтр нижних частот (рис. 5.15). При этом форми-

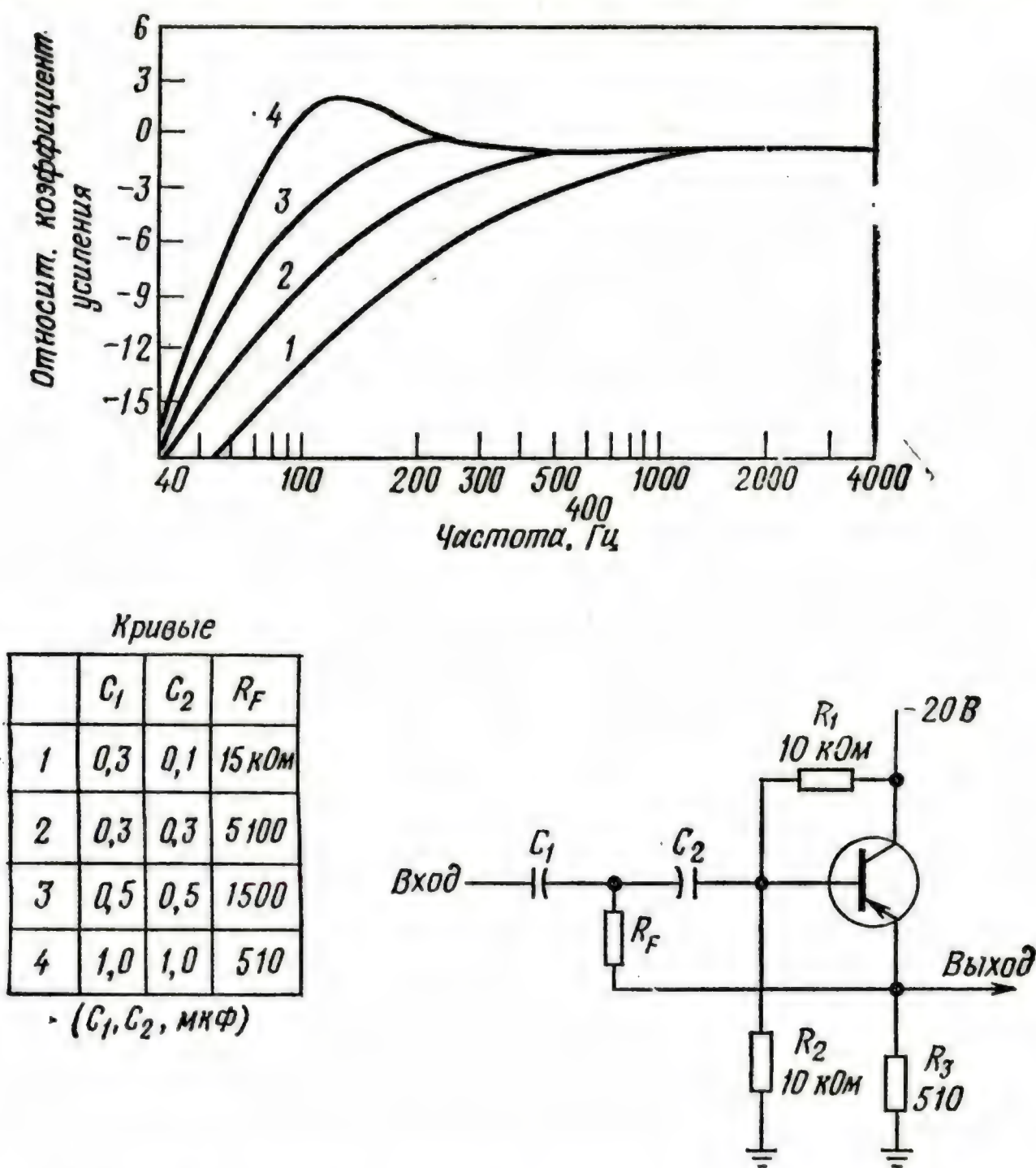


Рис. 5.16. Активный фильтр верхних частот и соответствующие характеристики.

руется необходимое смещение на входе фильтра нижних частот (-10 В с эмиттера фильтра верхних частот).

5.4.4. Активные узкополосные фильтры

Для реализации узкополосных фильтров можно соединять каскадным способом показанные на рис. 5.15 и 5.16 схемы при определенном выборе номиналов их элементов. Однако те же самые результаты можно получить с помощью однокаскадного настраиваемого усилителя. Такая схема и приведена на рис. 5.17. Как следует из приведенной характеристики, ее центр или частота максимального усиления составляет приблизительно 1 кГц . При необходимости эту центральную частоту можно менять в пределах трех декад, домножив номиналы всех конденсаторов схемы на соответствующий коэффициент. Однако в реальной схеме обычно требуется провести некоторую подстройку номиналов входных сопротивлений.

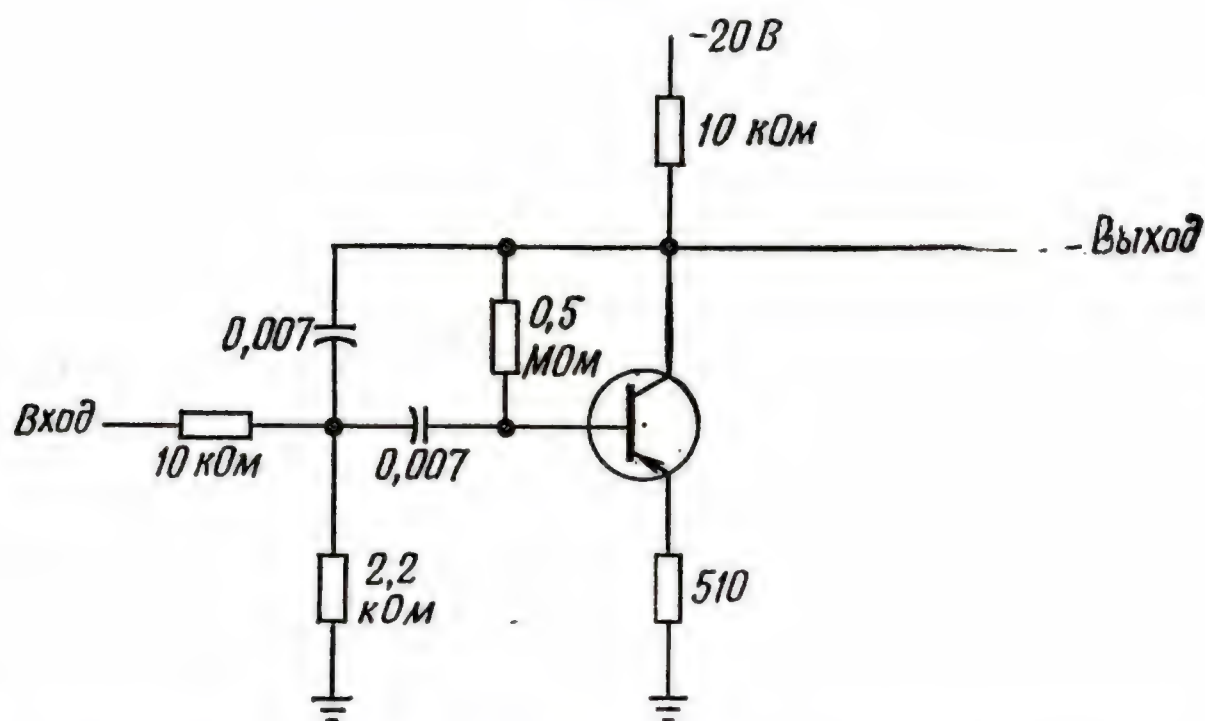
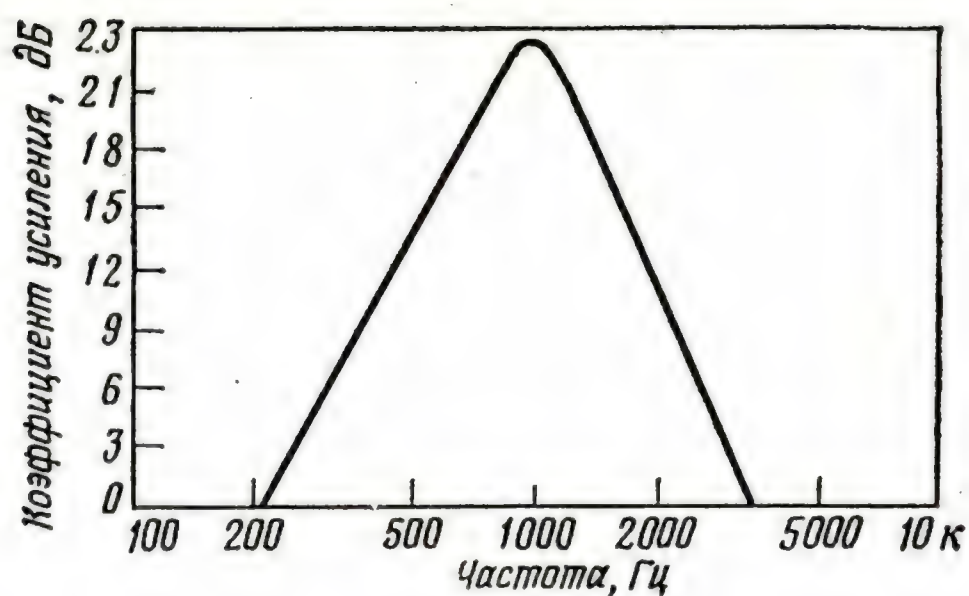


Рис. 5.17. Активный узкополосный фильтр и соответствующая характеристика.

5.5. Схемы аттенюаторов и удлинителей

Так же как и фильтры, аттенюаторы предназначены в основном для понижения уровня сигнала, однако это не частотно-избирательные цепи. Описываемые здесь аттенюаторы представляют собой резистивные цепи, основное назначение которых состоит в том, чтобы снизить уровень сигнала и обеспечить согласование различных полных сопротивлений. Термины *аттенюатор* и *удлинитель* являются синонимами. Однако удлинитель не обязательно должен обеспечивать некоторое затухание (используется только для согласования полных сопротивлений), в то время как аттенюатор всегда характеризуется некоторым затуханием.

Сами же рассматриваемые здесь аттенюаторы и удлинители реализуются на основе постоянных резисторов и могут быть двух типов, а именно: *асимметричными* (у которых разные входное и выходное полные сопротивления) и *симметричными* (у которых эти полные сопротивления одинаковы). Как правило, асимметричные удлинители используются для согласования полных сопротивлений, хотя на них можно и обеспечить некоторое подавление сигнала. Симметричные удлинители в основном включаются между двумя приборами

с равными полными сопротивлениями и работают как аттенюаторы.

Многие из описанных здесь аттенюаторов и удлинителей выпускаются серийно в виде переменного сопротивления. Такие переменные удлинители выполнены с применением готовых переменных сопротивлений (обычно потенциометров), закрепленных на общей оси. При повороте оси значения всех этих сопротивлений изменяется пропорционально и при этом поддерживается постоянное соотношение полных сопротивлений вход-выход при регулировке величины вносимого затухания.

Хотя существует множество различных схем аттенюаторов и удлинителей, все их можно объединить в несколько основных структур, а именно: Г-, U-, Т-, О-, Н- и П-образные. Как правило, Г- и U-образные структуры удлинителей являются асимметричными (для согласования полных сопротивлений), а Т-, О-, Н- и П-образные — симметричными (для обеспечения затухания).

5.5.1. Ассимметричные Г- и О-образные удлинители

Приведенная на рис. 5.18 основная схема Г-образного удлинителя представляет собой асимметричную структуру, которая используется для согласования полных сопротивлений входного и выходного источников сигнала. При этом обеспечивается равномерный переход между приборами с различными характеристическими полными сопротивлениями, т. е. каждый прибор нагружается на полное сопротивление, равное его собственному характеристическому сопротивлению. Хотя при реализации такого перехода и происходит некоторое подавление сигналов, но этот удлинитель (рис. 5.18) вносит минимальное затухание при обеспечении функции согласования полных сопротивлений. Если Z_1 (вход) имеет более низкое полное сопротивление по сравнению с Z_2 (выход), то для этого случая на рис. 5.18 представлены соответствующие расчетные соотношения. В реальных схемах резисторы R_1 и R_2 выбираются стандартных номиналов, которые наиболее близки к вычисленным значениям.

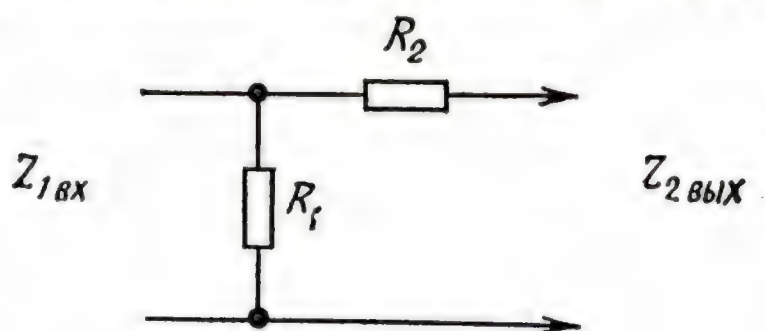


Рис. 5.18. Основной Г-образный удлинитель и расчетные соотношения.

Z_1 — входное низкое полное сопротивление;
 Z_2 — выходное высокое полное сопротивление;
 $R_1 \approx Z_1 / \sqrt{1 - Z_1/Z_2}$; $R_2 \approx Z_2 \sqrt{1 - Z_1/Z_2}$

Уравновешенная структура Г-образного удлинителя приведена на рис. 5.19. Здесь каждый последовательный резистор имеет номинал, равный половине первоначального значения сопротивления R_2 (рис. 5.18). При соединении таких

удлинителей каскадно, как показано на рис. 5.19, б, получаем цепь, которую иногда называют также *лестничным удлинителем*.

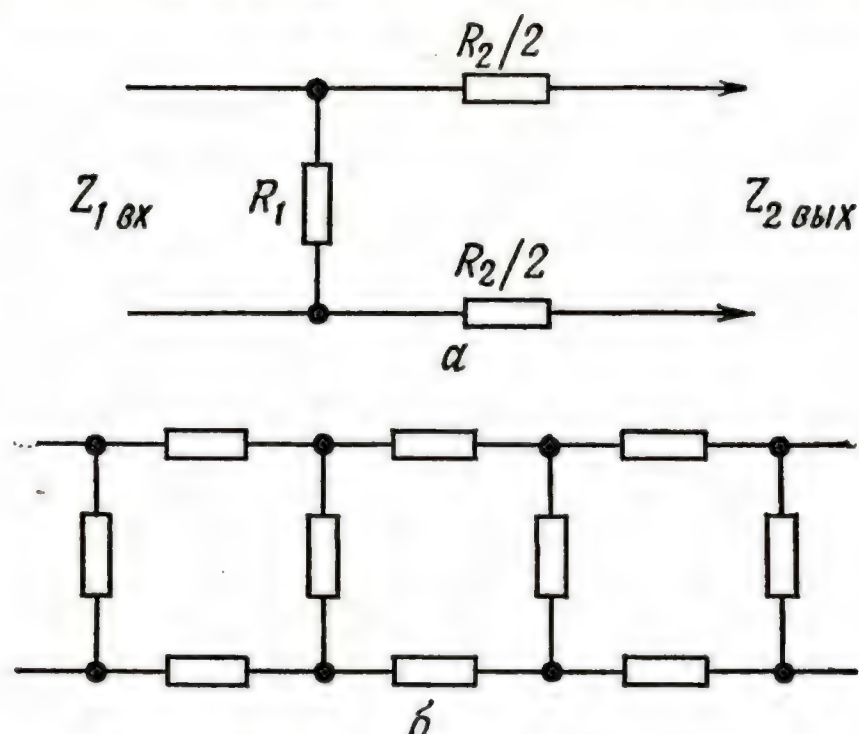


Рис. 5.19. Уравновешенный U-образный удлинитель с минимальными потерями (а) и лестничный удлинитель (б).

Z_1 и Z_2 см. на рис. 5.18; $R_1 \approx Z_1 / \sqrt{1 - Z_1/Z_2}$; $R_2 = Z_2 \sqrt{1 - Z_1/Z_2}$.

лем. Сам исходный удлинитель (рис. 5.19) имеет U-образную структуру.

5.5.2. Симметричные Т- и Н-образные удлинители (аттенюаторы)

Изображенная на рис. 5.20 структура представляет собой симметричный удлинитель для тех случаев, когда полные

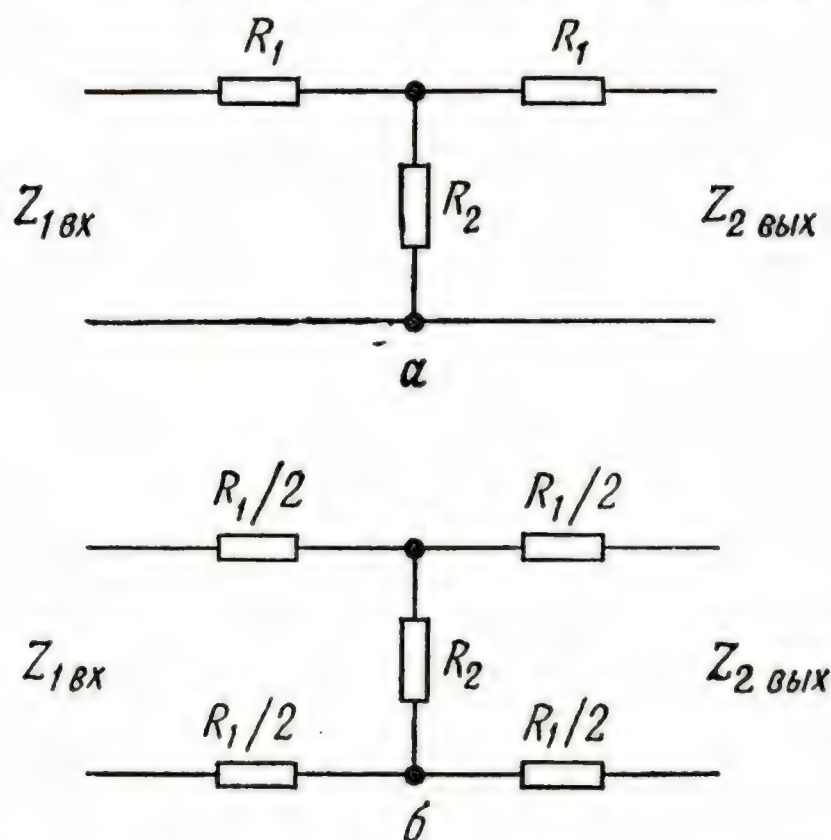


Рис. 5.20. Схемы Т- (а) и Н-образных (б) удлинителей для подавления сигнала.

$R_1 \approx Z(U = 1)/(U + 1)$; $R_2 \approx Z[2U/(U + 1)(U - 1)]$; U — входное напряжение, деленное на выходное напряжение.

сопротивления входного и выходного приборов согласованы между собой. Единственное назначение такого Т-образного

удлинителя — это подавление сигнала. Поскольку он не предназначен для согласования полных сопротивлений, то не обязательно использовать идентичные номиналы всех сопротивлений R_1 , а соотношение между резисторами R_1 и R_2 выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась необходимая степень подавления сигнала. На рис. 5.20, а приведена неуравновешенная структура Т-образного удлинителя. Его уравновешенная разновидность (иногда называется Н-образным удлинителем) показана на рис. 5.20, б. В этой структуре номиналы всех резисторов R_1 поделены пополам.

Отношение резисторов R_1 и R_2 непосредственно связано с требуемым затуханием напряжения или тока сигналов. Обычно наиболее просто используется отношение напряжений. Например, если амплитуда напряжения сигнала составляет 100 В и ее необходимо ослабить до выходного уровня 10 В, то отношение напряжений равно 10.

5.5.3. Симметричные П- и О-образные удлинители (аттенюаторы)

П-образная структура симметричного неуравновешенного удлинителя приведена на рис. 5.21. Его уравновешенная разновидность (иногда называется О-образным удлинителем)

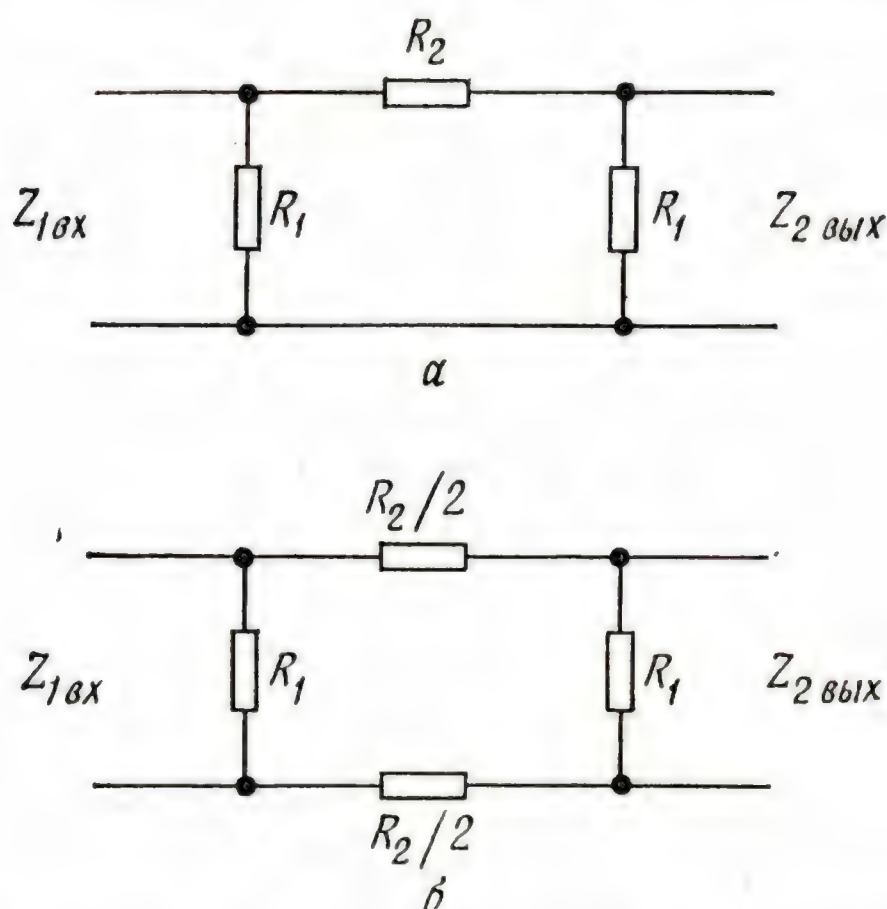


Рис. 5.21. Схемы П- (а) и О-образных (б) удлинителей для подавления сигнала.

$$R_1 \approx Z [(U+1)/(U-1)]; R_2 \approx Z (U^2 - 1/2U). U \text{ см. на рис. 5.20.}$$

показана на рис. 5.21, б. Поскольку входное и выходное полные сопротивления одинаковые, такая структура не предназначена для согласования полных сопротивлений. Номиналы же резисторов выбираются исходя из необходимой степени подавления сигнала. Так же как и при расчете Т- и Н-образных

удлинителей в уравнения, на основе которых производится выбор отношения номиналов резисторов, входит требуемое затухание напряжения.

5.5.4. Симметричные мостовые Т и Н-образные удлинители

При введении в Т- или Н-образный удлинитель дополнительного резистора, шунтирующего последовательно соединенные резисторы, получается структура, известная как *мостовой удлинитель*. Мостовые Т- и Н-образные удлинители

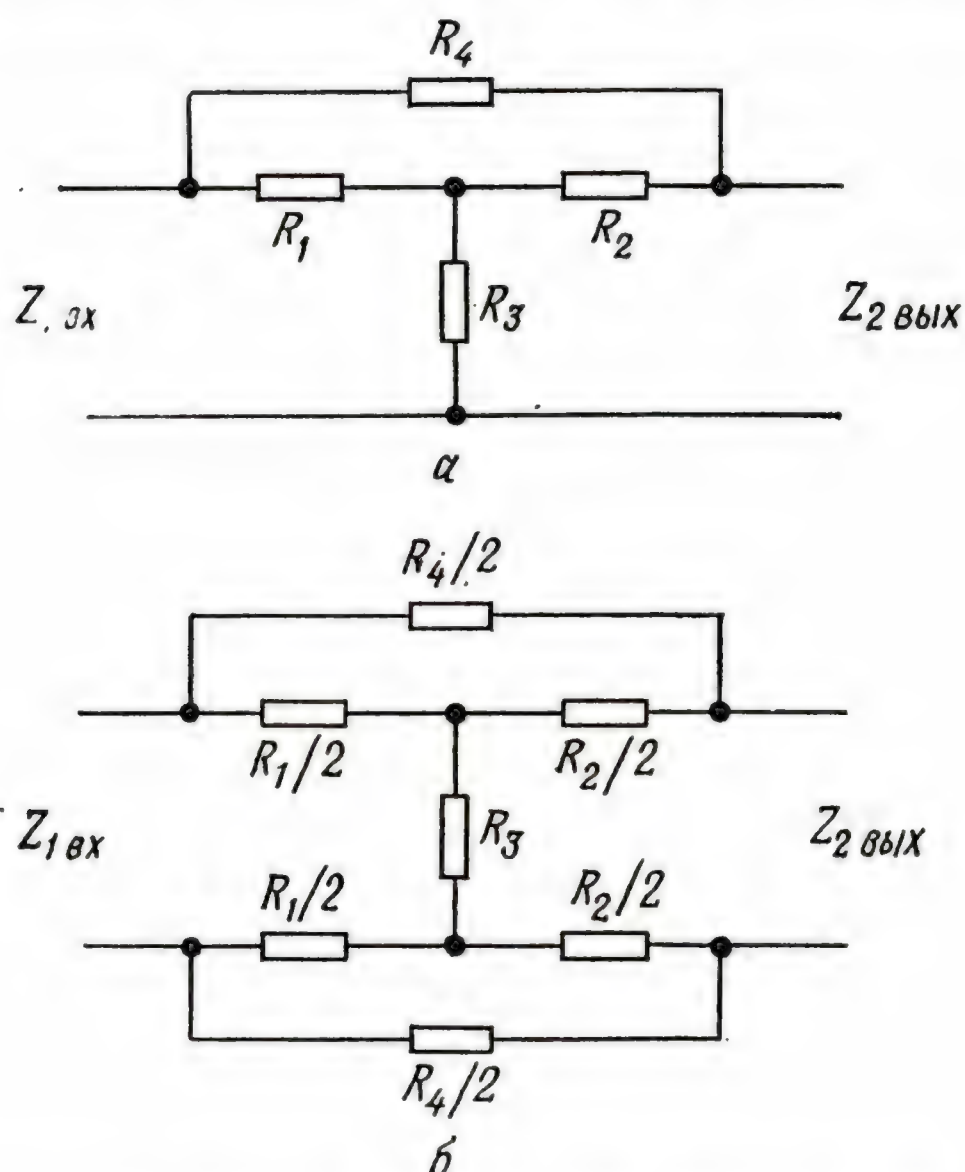


Рис. 5.22. Схемы мостовых Т- (а) и Н-образных (б) удлинителей.
 $R_1 \approx R_2 = Z$; $R_3 \approx Z/(U-1)$, $R_4 \approx Z(U-1)$. U см. на рис. 5.20.

изображены соответственно на рис. 5.22, а и б. Номиналы резисторов R_1 и R_2 выбираются таким образом, чтобы каждый из них имел сопротивление, равное активной составляющей полного сопротивления, тогда требуется вычислить только значения сопротивлений R_3 и R_4 .

5.6. Схемы ограничителей

Ограничивающая схема формирует сигнал таким образом, что амплитуда выходного сигнала пропорциональна входному воздействию для тех его значений, которые превышают некоторый критический уровень, остальная же часть сигнала исключается.

5.6.1. Основные диодные ограничители

Основная схема диодного ограничителя приведена на рис. 5.23. Обычно диод смещен в обратном направлении, что достигается с помощью напряжения смещения (батареи), и при отсутствии входного сигнала ток через него не протекает. При положительном входном воздействии ток начинает протекать только тогда, когда амплитуда входного напряжения превышает напряжение смещения (4,5 В). При входном сигнале, превышающем напряжение смещения в 4,5 В, амплитуда выходного сигнала изменяется пропорционально. При

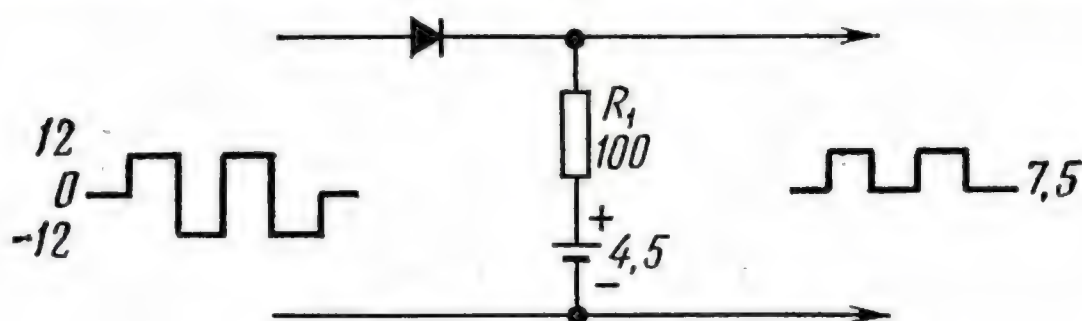


Рис. 5.23. Последовательный диодный ограничитель.

отрицательном входном сигнале ток не протекает. Следовательно, эта схема вырезает из сигнала ту часть, которая лежит ниже положительного напряжения смещения 4,5 В.

5.6.2. Параллельные диодные ограничители

На рис. 5.24 показаны четыре основные разновидности параллельных ограничителей. Во всех четырех схемах диод смещен в прямом направлении для некоторой части входного воздействия и проводит ток. При этом низкое сопротивление смещенного в прямом направлении диода шунтирует сопротивление нагрузки R_1 и на выходе сигнал отсутствует. Следовательно, эта часть входного воздействия срезается. Для оставшейся части входного сигнала диод смещен в обратном направлении так, что этот остаток формы сигнала воспроизводится на выходном нагрузочном резисторе R_1 .

В приведенных на рис. 5.24, б—г схемах диод смещается в обратном направлении фиксированным напряжением (задаваемым батареями). Если амплитуда входного сигнала превышает это напряжение смещения, то диод проводит ток и на сопротивлении R_1 выходное напряжение не меняется. Таким образом, эта часть входного сигнала, т. е. выше напряжения смещения, срезается. При отрицательных входных сигналах диод не проводит и выходное напряжение пропорционально входному.

5.6.3. Двусторонние ограничители

Два параллельных ограничителя (разд. 5.6.2) можно объединить в параллельную схему (иногда называемую амплитудным селектором), как показано на рис. 5.25, а. Аналогичное

действие можно получить перевозбуждением транзисторного усилителя класса А с общим эмиттером, представлен-

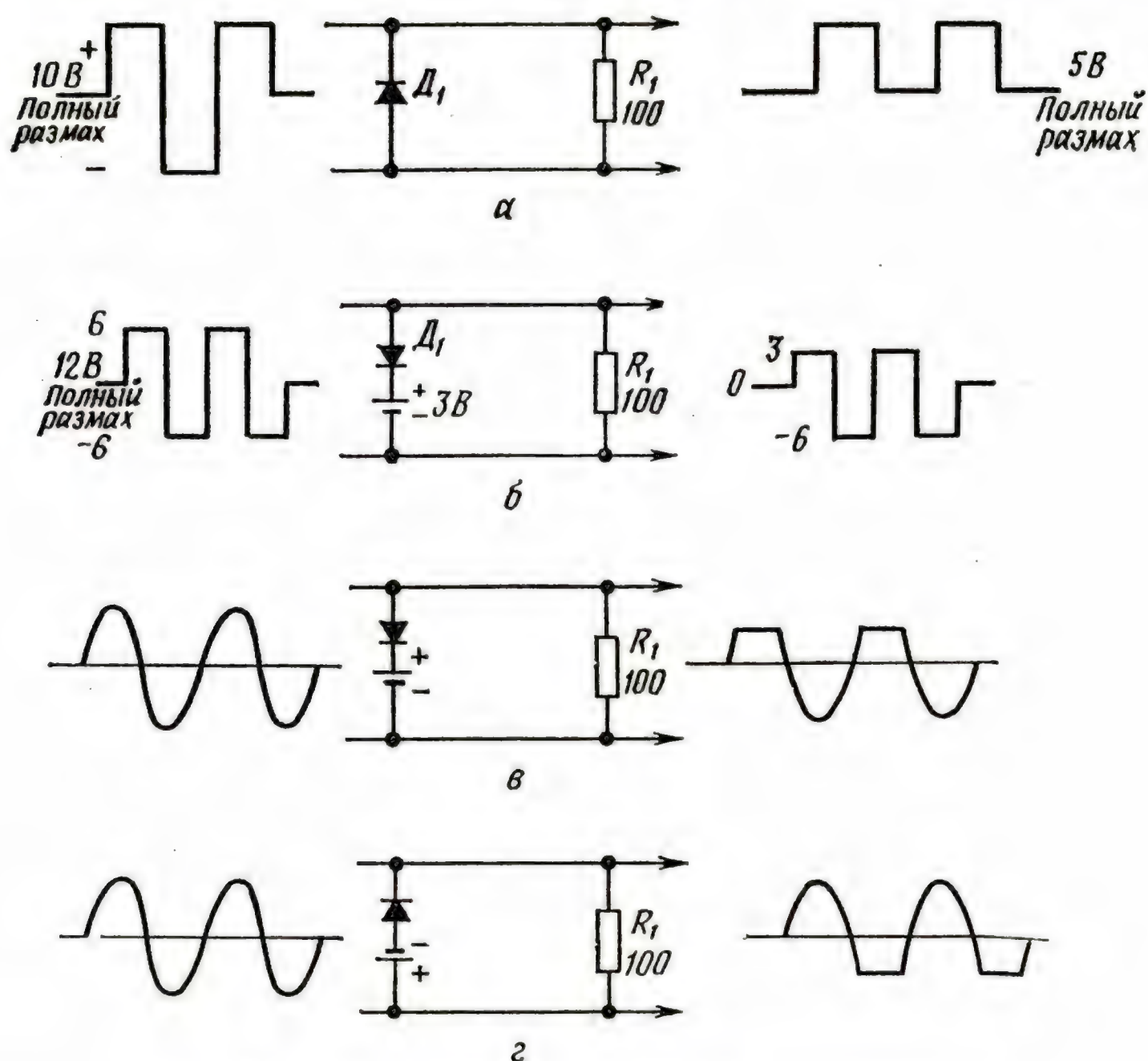


Рис. 5.24. Параллельные диодные ограничители.

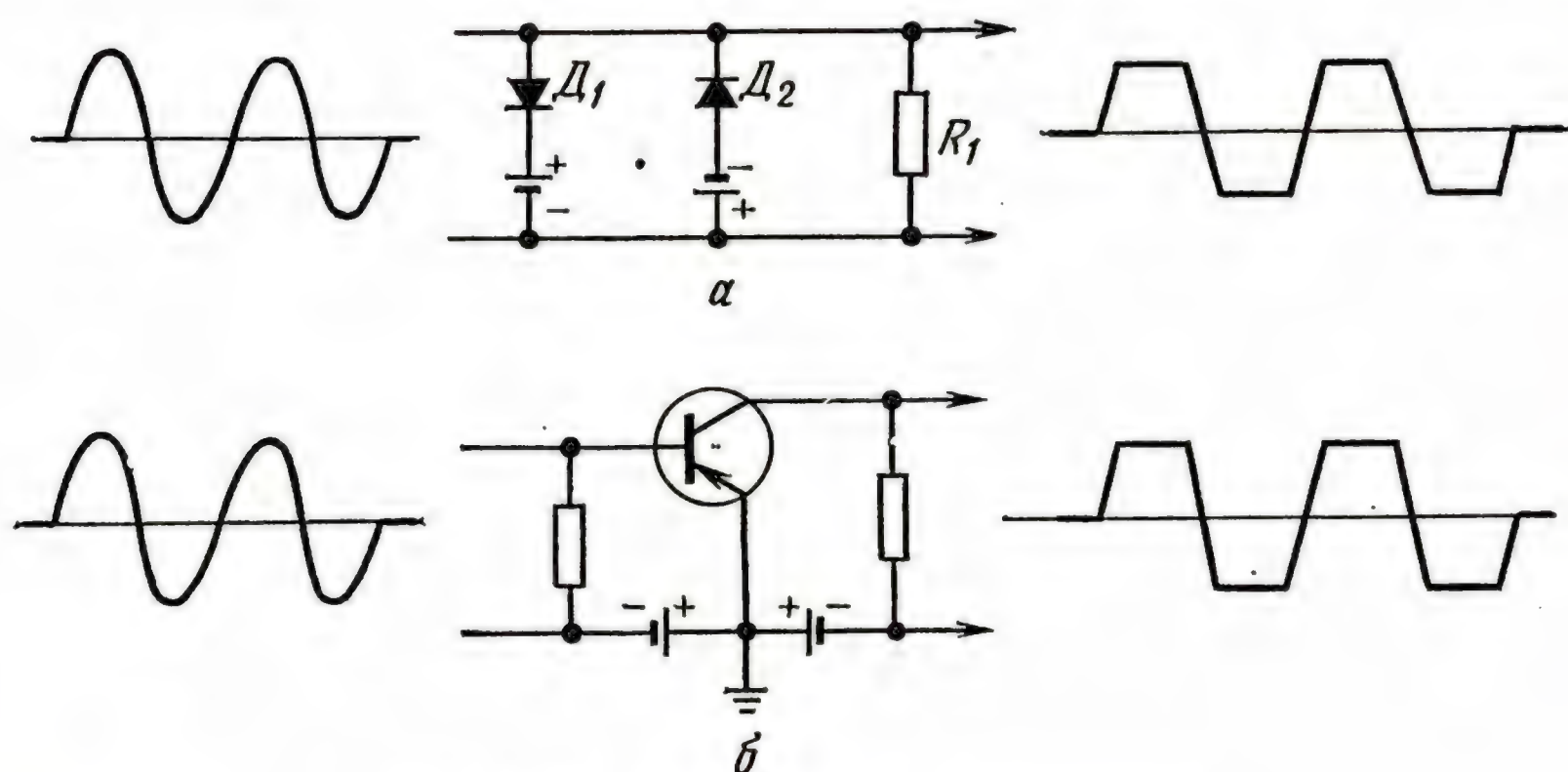


Рис. 5.25. Двусторонние ограничители.

ного на рис. 5.25, б. Любая из этих схем предназначена для срезывания вершин переменного входного сигнала так, чтобы на выходе формировался сигнал прямоугольной формы или

импульс. Уровень срезывания определяется соответствующим выбором напряжения смещения относительно входного сигнала.

В изображенной на рис. 5.25, а схеме диод D_1 проводит на положительной полуволне входного сигнала, а диод D_2 — на отрицательной полуволне. Когда проводит любой из этих диодов, выходной сигнал отсутствует и происходит срез вершин сигнала. Амплитуда выходного сигнала зависит от напряжения смещения. В приведенной на рис. 5.25, б схеме смещения цепи база — эмиттер должно иметь такое значение, чтобы входной сигнал мог переводить этот транзистор в режимы насыщения и отсечки при положительной и отрицательной вершинах сигнала. Когда транзистор переведен в режим насыщения, дальнейшее увеличение входного сигнала не приводит к росту выходного сигнала. Аналогичное происходит и при режиме отсечки транзистора. Следовательно, положительная и отрицательная вершины входного воздействия срезаются (или ограничиваются).

5.6.4. Параллельные ограничители

Односторонний параллельный ограничитель со смещением можно использовать в качестве *амплитудного ограничителя*, представленного на рис. 5.26. Здесь все входные сигналы,

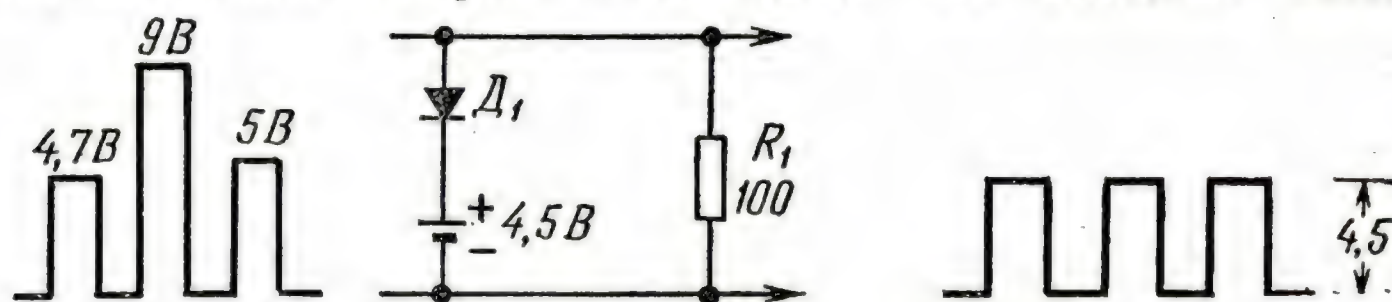


Рис. 5.26. Параллельный ограничитель.

амплитуда которых превышает напряжение смещения, ограничиваются до величины напряжения смещения. Диод в этой схеме смещен в обратном направлении фиксированным напряжением (батареей) и не проводит ток при любом входном импульсе с амплитудой, равной или меньшей напряжения смещения. Для любых входных импульсов с амплитудами выше напряжения смещения диод начинает проводить и часть сигнала не проходит на выход. Такие схемы часто используются для ликвидации в импульсах переходных процессов, например паразитных выбросов. Эта схема не оказывает влияния на импульсы, амплитуда которых не превышает напряжения смещения.

5.6.5. Основы расчета ограничителей

На рис. 5.27 представлена рабочая схема основного диодного ограничителя (иногда называемая амплитудным ограничителем). Как показано на рисунке, выходной сигнал

срезается (поддерживается определенный пиковый предел) и имеет величину, определяемую напряжением смещения и падением напряжения на смещенном в прямом направлении диоде. Например, если напряжение смещения составляет 3 В, а падение напряжения на диоде равно 0,5 В, то выходной сигнал срезается на уровне 3,5 В. В зависимости от полярности смещения и включения диода можно срезать и положительные, и отрицательные импульсы. При использовании двух

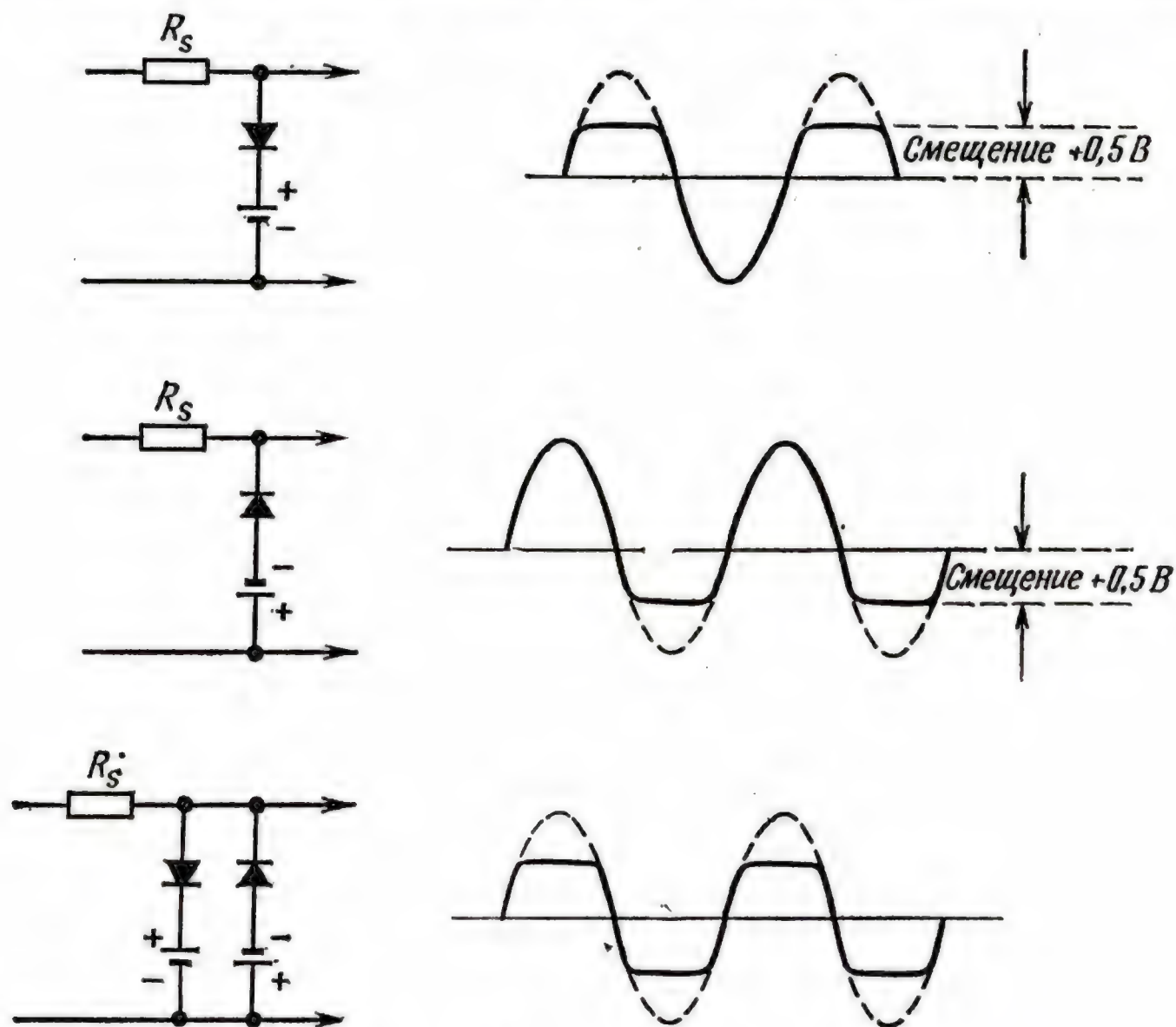


Рис. 5.27. Диодный ограничитель со смещением.
 $R_S (\text{мин}) \approx \text{входное напряжение} / \text{максимальный прямой ток диода}.$

диодов и источников смещения можно срезать обе вершины входного сигнала.

При расчете схем таких ограничителей необходимо учитывать четыре основных параметра диода, но максимально допустимое обратное напряжение является основным. Входное напряжение сигнала не должно превышать паспортного значения максимального обратного напряжения диода. Падение напряжения на открытом диоде должно быть всегда минимальным и в типовом случае составляет 0,5 и 0,2 В соответственно для кремниевых и германиевых диодов. Обратный ток (утечка) должен также быть минимальным. Любой чрезмерный ток утечки приводит к ограничению или искажению формы сигнала. Максимальный прямой ток через диод не является критическим параметром и определяется номиналом последовательного сопротивления R_S .

Минимальное значение сопротивления R_s определяется исходя из входного напряжения и максимально допустимого прямого тока диода. Например, если входное напряжение составляет 10 В, а диод рассчитан на ток 0,1 А, то минимальное значение сопротивления R_s равно $10/0,1$, или 100 Ом. Номинал сопротивления R_s должен по крайней мере в два раза быть больше этого минимального значения для обеспечения надежной работы схемы. Однако здесь необходимо учитывать следующее. Выходной ток, протекая через сопротивления R_s , приводит к появлению на нем некоторого падения напряжения. Это означает, что несрезанная вершина сигнала частично

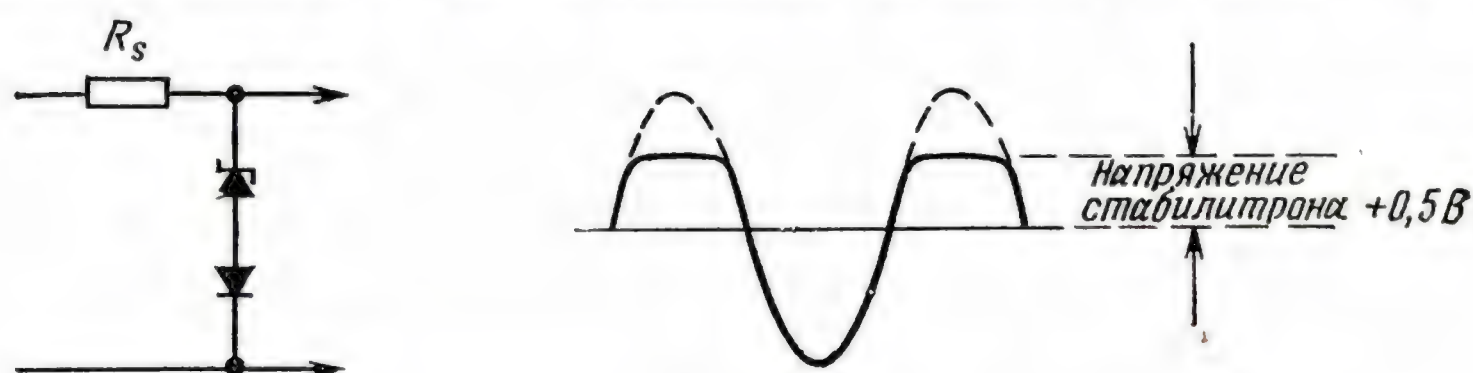


Рис. 5.28. Ограничитель на стабилитроне (без смещения).

$R_s (\text{мин}) = \text{входное напряжение} / \text{максимальный ток обоих диодов}.$

подавляется. Для заданного значения выходного тока это подавление минимально при низком значении сопротивления R_s . Однако оно никогда не должно быть меньше значения, которое требуется для обеспечения безопасного уровня тока через диод.

Рабочая схема ограничителя без смещения на основе стабилитрона приведена на рис. 5.28. Форма выходного напряжения срезается на уровне, определяемом напряжением стабилитрона и падением напряжения на смещенном в прямом направлении диоде. Преимущество схемы состоит в том, что для ее работы не требуется никакого смещения. Недостатком же ее является то, что стабилитроны при напряжении ниже 4 В не обеспечивают крутой характеристики пробоя. Поэтому данная схема должна использоваться при напряжениях, превышающих 4 В. Значение сопротивления R_s вычисляется тем же способом, что и в основном диодном ограничителе, за исключением того, что необходимо исходить из номинальных значений максимального тока как стабилитронов, так и ограничивающих диодов. Однако номинальный ток стабилитрона, как правило, превышает ток ограничивающего диода и поэтому необходимо учитывать только номинальный ток диода.

На рис. 5.29 представлена рабочая схема ограничителя только на стабилитроне. Из рисунка следует, что выходная форма сигнала срезается на обеих полярностях. Напряжение одной полярности срезается на уровне напряжения стабилитрона, а другой полярности — на уровне около 0,5 В (что является типичным для стабилитронов). Значение сопротив-

ления R_S вычисляется тем же способом, как и в других схемах ограничения. Однако требуемые характеристики стабилитрона немного отличаются от параметров в основном диодном ограничителе. Номинальное напряжение стабилитрона должно составлять приблизительно 0,6 входного напряжения.

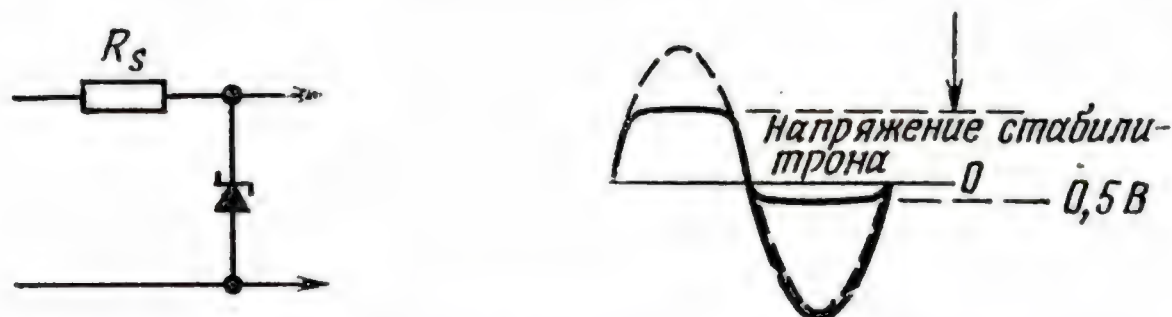


Рис. 5.29. Ограничитель на стабилитроне (без ограничивающего диода). Напряжение стабилитрона $\approx 0,6 \times$ входное напряжение; R_S (мин) = входное напряжение/максимальный ток стабилитрона.

При использовании более низкого напряжения стабилитрона через него будет протекать слишком большой ток или значение сопротивления R_S получится чрезмерным. Работу стабилитрона можно также оценивать по рассеиваемой мощности. Эта мощность вычисляется приблизительно как произведение напряжения стабилитрона и его максимального тока (задается сопротивлением R_S).

Рабочая схема двустороннего амплитудного ограничителя на основе двух стабилитронов приведена на рис. 5.30. Эта

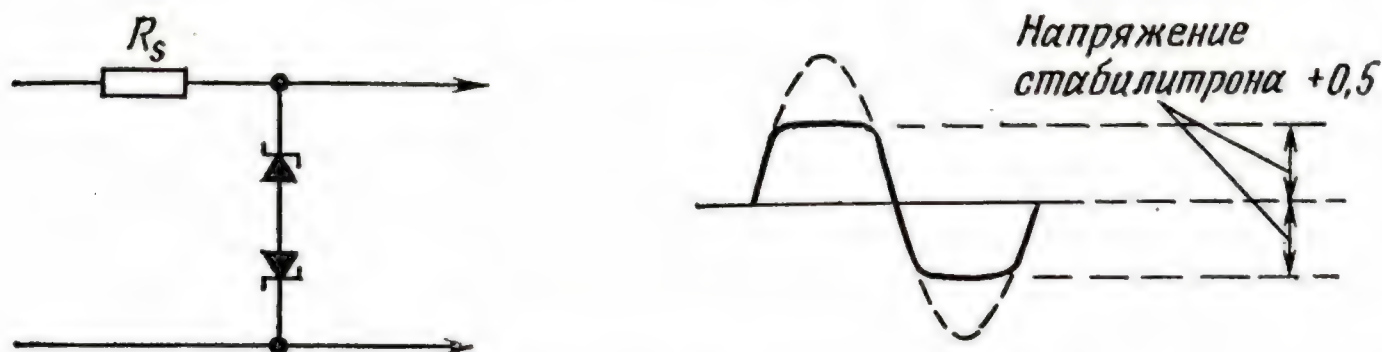


Рис. 5.30. Двусторонний амплитудный ограничитель (на двух стабилитронах).

Формулы см. на рис. 5.29.

схема аналогична предыдущей схеме (рис. 5.29), за исключением того, что в ней стабилитроны включены встречно. Из рисунка следует, что выходной сигнал срезается на одинаковом уровне на обеих полярностях. Вершины сигнала срезаются на уровне, равном напряжению стабилитрона плюс приблизительно 0,5 В. Значение сопротивления R_S вычисляется тем же способом, как и в предыдущих схемах ограничителей.

На рис. 5.31 изображена двухдиодная схема подавления шумов низкого уровня. Схема обеспечивает значительное затухание сигналов, напряжение которых не превышает обычного падения напряжения на диоде. Если же входное напряжение выше, то затухание мало. На практике при использо-

вании в схеме кремниевых диодов с падением напряжения на них 0,5 В входные сигналы с напряжением ниже 0,1 В подавляются более чем на 30 дБ, в то время как для входных сигналов с напряжением выше приблизительно 1 В затухание

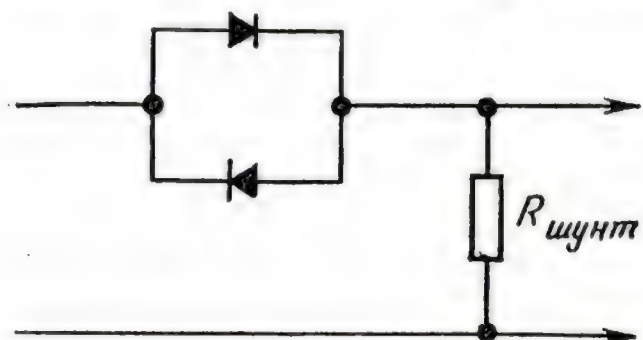


Рис. 5.31. Подавитель шумов низкого уровня.

$R_{\text{шунт}} \approx 10 \text{ кОм}$ при минимальном входном сигнале напряжением 0,1 В.

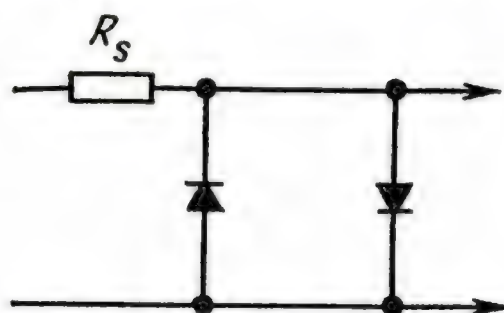


Рис. 5.32. Ограничитель низкого уровня.

$R_s (\text{мин}) \approx \text{входное напряжение} / \text{максимальный ток диодов}$.

составляет менее 3 дБ. Так же как и в других схемах ограничителей используемые диоды должны выдерживать приложение максимального входного напряжения и прохождение максимального схемного тока. Значение шунтирующего сопротивления R зависит от минимального уровня входного напряжения. В качестве рекомендации укажем, что номинал

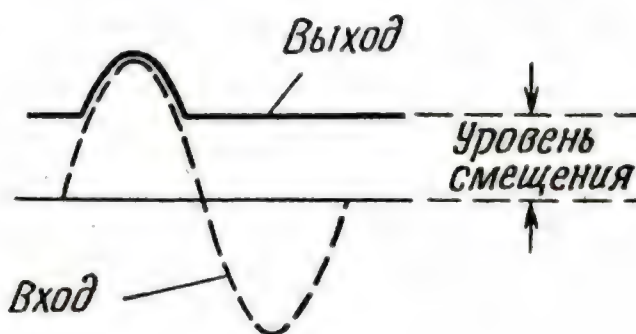
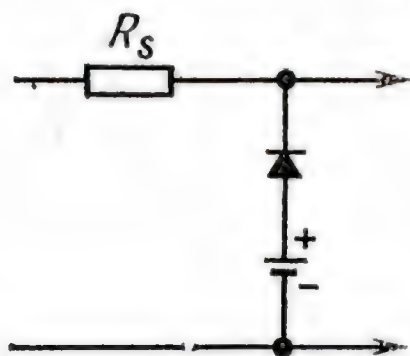


Рис. 5.33. Ограничитель со смещением.

R_s то же, как на рис. 5.32.

резистора R должен быть приблизительно 10 кОм для входных сигналов с минимальным напряжением около 0,1 В.

Рабочая схема двухдиодного ограничителя низкого уровня приведена на рис. 5.32. Его выходное напряжение ограничивается на уровне обычного падения напряжения на диоде (около 0,5 В для кремниевых диодов). Любой входной сигнал с амплитудой полного размаха меньше, чем 0,5 В, должен проходить без искажения или затухания. Значение сопротивления R_s устанавливается исходя из значения входного напряжения и расчетного максимального прямого тока диода.

На рис. 5.33 изображена рабочая схема подавителя шумов высокого уровня. Она аналогична схеме основного ограничителя (рис. 5.27), но имеет противоположную полярность включения диода. Форма выходного сигнала повторяет пики входного напряжения, когда они превышают напряжение смещения. Когда же пиковое напряжение падает ниже уровня

смещения или имеет противоположную полярность, диод начинает проводить ток и выходное напряжение поддерживается на заданном уровне смещения. Следовательно, любые сигналы с амплитудами ниже уровня смещения подавляются. Как и в случае других ограничивающих схем, диод должен выдерживать максимальное приложенное входное напряжение. Минимальное значение сопротивления R_s определяется исходя из максимального паспортного тока диода.

5.7. Схемы восстановления постоянной составляющей

При прохождении импульсов через конденсатор межкаскадной связи пропадает их постоянная составляющая. Если из показанной на рис. 5.34 схемы исключить фиксирующий

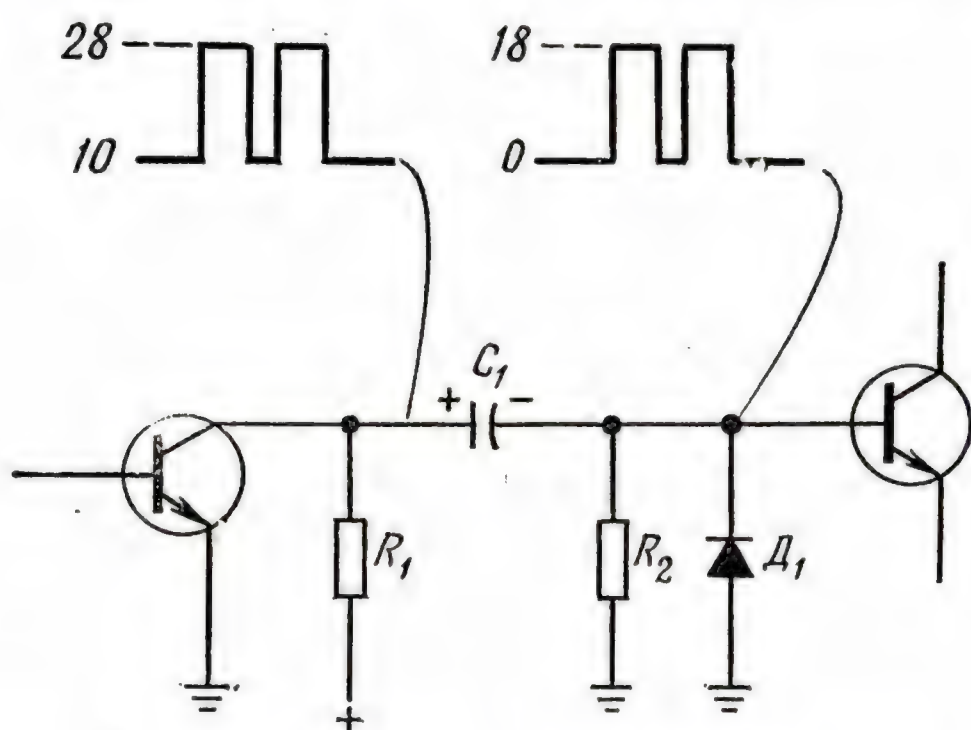


Рис. 5.34. Схема фиксации уровня или восстановления постоянной составляющей сигнала.

диод, то импульсы на выходном конце конденсатора C_1 имеют такую же амплитуду, как и входные импульсы, за исключением того, что выходные импульсы двухполярные (относительно потенциала земли). Предположим например, что входные импульсы (на коллекторе транзистора T_1) имеют пиковое значение 18 В. Будем считать также, что установившееся значение напряжения на входном конце конденсатора C_1 составляет 10 В (напряжение коллектора транзистора T_1 равно 10 В). Между импульсами конденсатор C_1 заряжается до этого установившегося значения через сопротивление R_2 , т. е. на его выходном конце присутствует положительное относительно точки земли напряжение, а на выходном конце — отрицательное. При отсутствии в схеме диода после подачи на вход импульсов конденсатор C_1 заряжается до пикового значения 18 В. На входном конце конденсатора C_1 напряжение изменяется от +10 до +28 В, а на его выходном конце от -10 до +8 В. Таким образом, выходные импульсы являются

двухполярными относительно земли, хотя входные импульсы относительно нее всегда положительные.

Диод D_1 предотвращает режим разряда конденсатора C_1 между импульсами. Это позволяет установить нулевое относительно земли напряжение на конденсаторе C_1 . Тогда на выходе напряжение будет нарастать до своего пикового значения (в нашем случае до 18 В).

5.7.1. Основы расчета фиксаторов

На рис. 5.35 приведена рабочая схема фиксатора. Как следует из рисунка, эта схема по существу представляет собой RC -фильтр верхних частот, где параллельно сопротивлению подключен диод. С тем чтобы предотвратить искажение

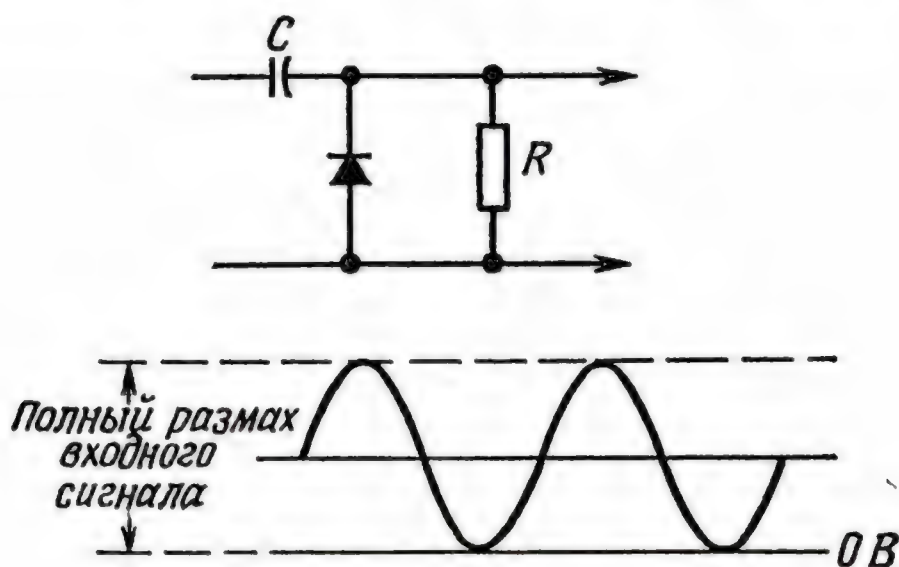


Рис. 5.35. Основной фиксатор.

$$RC \approx 100 \text{ мс}; \quad C \approx 0,1/R; \quad R \approx 0,1/C.$$

сигнала, необходимо задать достаточно большую постоянную времени цепи. В качестве рекомендации укажем, что эта постоянная времени должна быть порядка 100 мс для любой частоты приблизительно от 10 Гц до 1 МГц. Очень часто приходится выбирать значение постоянной RC исходя из общих требований на схему. Например, сопротивление может иметь вполне определенное значение, обеспечивающее надлежащее согласование полных сопротивлений. В этом случае емкость должна выбираться соответствующим образом исходя из требуемого значения постоянной времени (100 мс). Наиболее предпочтительно задавать значение сопротивления как можно большим, таким образом исключая необходимость частичного перезаряда.

В рассматриваемой схеме отрицательные пики входного сигнала фиксируются на уровне потенциала земли (т. е. 0 В). Если изменить полярность включения диода, то положительные пиковые значения станут нулевыми, а отрицательные — ниже нуля. Если последовательно с этим диодом включить источник фиксированного смещения, то отрицательные пики сигнала фиксируются на уровне этого смещения. Например,

если напряжение смещения составляет 1 В и двойной размах входного сигнала равен 3 В, то выходное отрицательное пиковое значение имеет напряжение 1 В, а положительное — 4 В.

5.8. Преобразование прямоугольных колебаний

В различных импульсных схемах часто бывает необходимо изменить прямоугольное колебание на выходе (например, выходной сигнал мультивибратора) определенным образом. Наиболее широко в таких схемах преобразования прямоугольных колебаний используются описанные в разд. 5.2 RC -фильтры верхних и нижних частот.

5.8.1. Основы расчета

При подаче прямоугольного колебания на RC -фильтр нижних частот его выходной сигнал имеет интегральную форму, как изображено на рис. 5.36. В этом случае RC -цепь

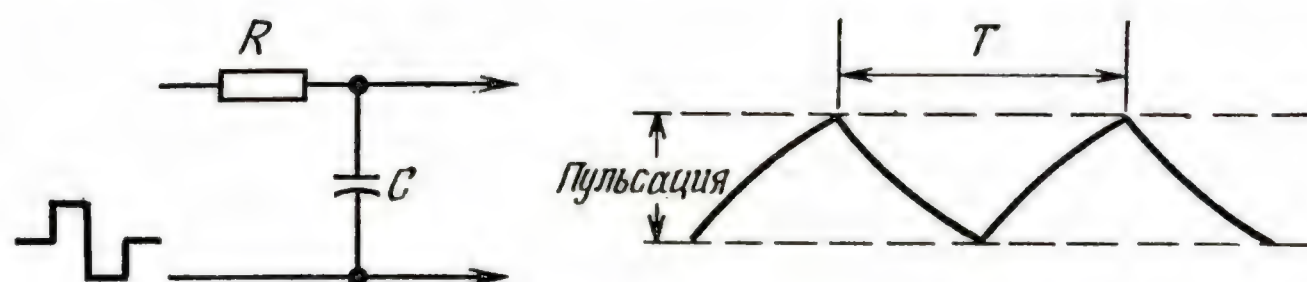


Рис. 5.36. RC -фильтр нижних частот с прямоугольным входным колебанием и интегрированным сигналом на выходе.

Частота среза $\approx 1/6,28 RC$; $T \approx RC$; частота $\approx 1/T$; RC — постоянная времени $\approx 100/(4 \times \times \text{частота прямоугольного колебания} \times \text{требуемая пульсация в процентах})$; $C \approx \text{постоянная времени}/R$.

создает выходное напряжение пропорциональное алгебраической сумме мгновенных значений входного напряжения. Меняется не только амплитуда сигнала, но и его форма. Любой RC -фильтр характеризуется частотой среза, на которой выходной сигнал спадает на 3 дБ относительно входного значения (10 В входной сигнал уменьшается приблизительно до 7 В). Эта частота среза приблизительно составляет $1/6,28RC$. Основные расчетные уравнения приведены на рис. 5.36.

Величины затухания и изменения формы сигнала определяются соотношением между частотой среза и частотой прямоугольного колебания. Например, если частота прямоугольного колебания гораздо ниже частоты среза, то затухание и изменение минимальны. При увеличении частоты прямоугольного колебания выходной сигнал (интеграл от прямоугольного колебания) представляет собой последовательность нарастающих и спадающих отрезков экспоненты. Эти скаты линейны для времен, меньших, чем приблизительно половина постоянной времени RC . Для очень точной интеграции прямо-

угольного колебания время интеграции должно составлять приблизительно 0,1 постоянной времени RC .

Соотношение между частотой и формой сигнала приведено на рис. 5.37. На рис. 5.37, а частота прямоугольного

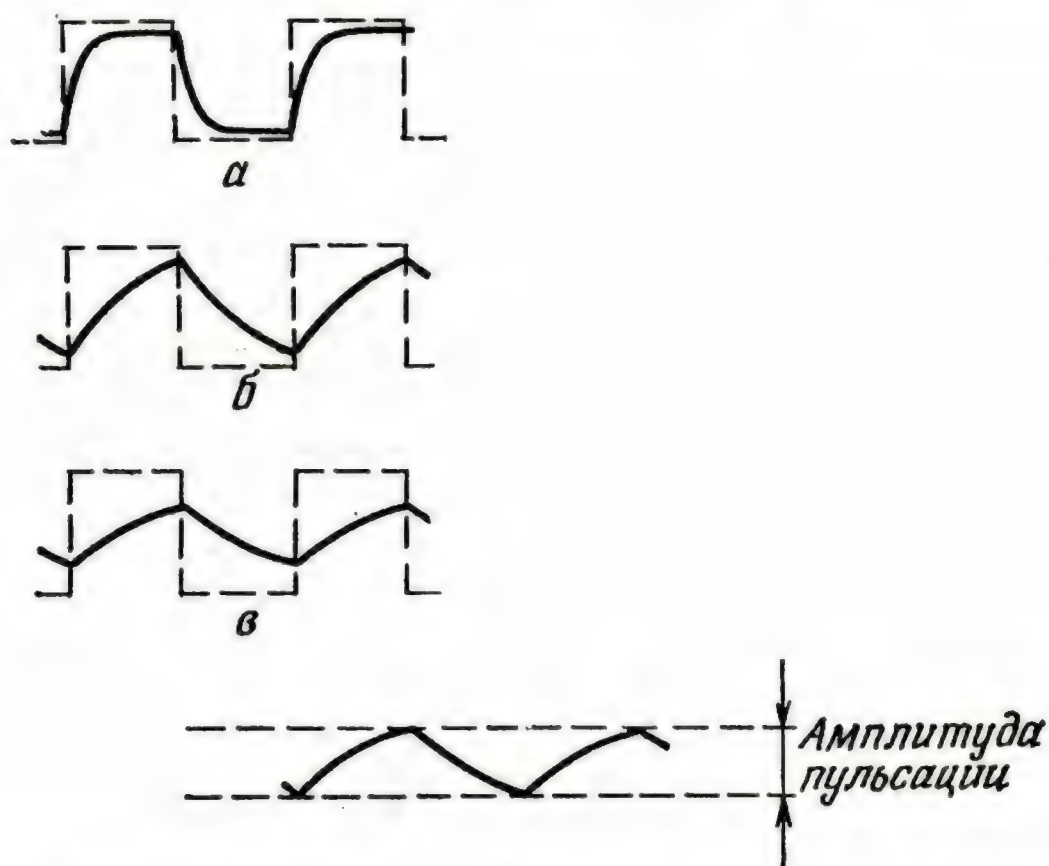


Рис. 5.37. Частотная зависимость и формы выходного сигнала RC -фильтра нижних частот (при подаче на вход прямоугольного колебания).

а — затухание 0,5 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx 0,33$ частоты среза; б — затухание 3 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx$ частота среза; в — затухание 12 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx 6 \times$ частота среза; пульсация (%) $\approx 100/(4 \times \text{частота} \times RC)$.

колебания составляет приблизительно одну треть частоты среза. Следует отметить, что происходит лишь незначительное затухание и изменение формы сигнала. Когда же частота

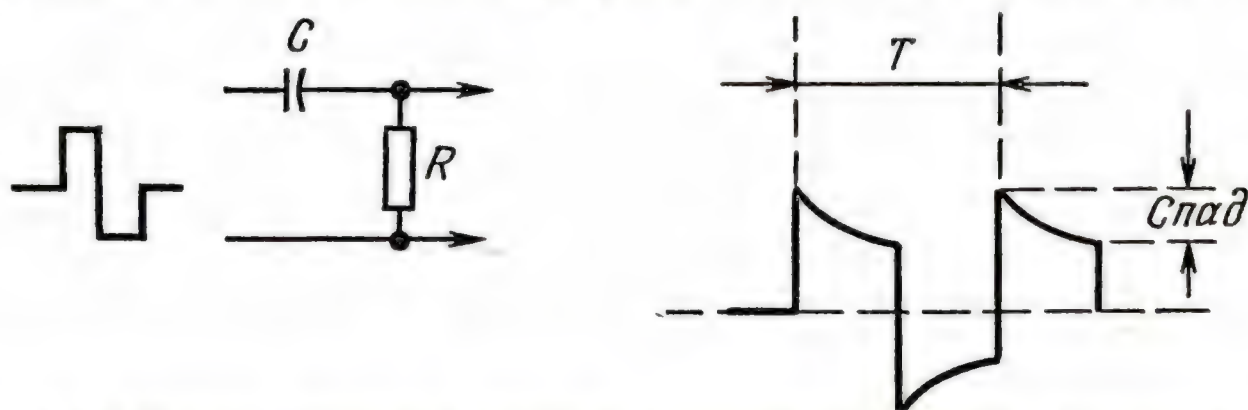


Рис. 5.38. RC -фильтр верхних частот с прямоугольным входным колебанием и дифференцированным сигналом на выходе.

Частота среза $\approx 1/6,28 RC$; $T \approx RC \times \text{частота} \approx 1/T$; RC — постоянная времени $\approx 100/(4 \times \text{частота прямоугольного колебания} \times \text{требуемый спад в процентах})$; $C \approx \text{постоянная времени}/R$.

прямоугольного колебания увеличивается относительно частоты среза, как показано на рис. 5.37, б, полный размах сигнала подавляется на 3 дБ и его форма имеет вид полной нарастающей и спадающей экспоненты. При частоте прямоугольного колебания приблизительно в шесть раз выше частоты среза (рис. 5.37, в) выходной сигнал представляет собой последовательность (почти) линейных отрезков, двойная амплитуда которых на 12 дБ ниже, чем у входного сигнала.

Более точную оценку соотношений амплитуд полного размаха входного и выходного сигналов можно найти, используя приведенное на рис. 5.37 уравнение. Двойная амплитуда линейных отрезков часто называется *пульсацией* или *пульсацией амплитуды* и всегда меньше 100 % пульсации амплитуды входного прямоугольного колебания. Однако это уравнение используется только в тех случаях, когда амплитуды

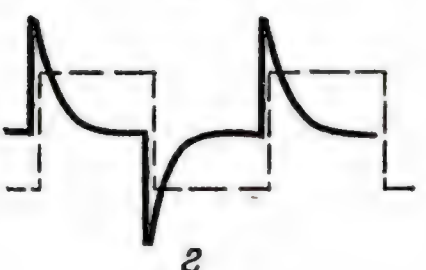
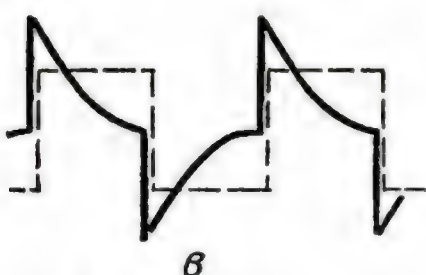
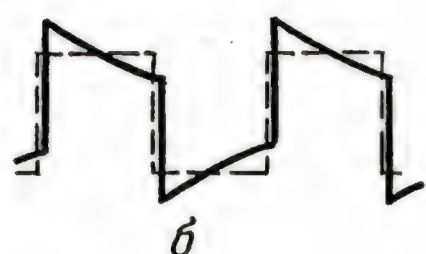
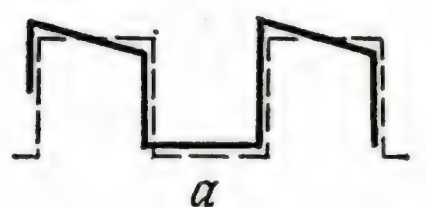


Рис. 5.39. Частотная зависимость и формы выходного сигнала RC -фильтра верхних частот (при подаче на вход прямоугольного колебания).

a — частота прямоугольного колебания $\approx 10 \times$ частота среза; $б$ — затухание 0,5 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx 3 \times$ частота среза; $в$ — затухание 3 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx$ частоте среза; $г$ — затухание 12 дБ, частота прямоугольного колебания $\approx 0,33$ частоты среза; спад (%) $\approx 100/(4 \times \text{частота} \times RC)$.



пульсаций меньше 50 % входной амплитуды входного сигнала.

При подаче прямоугольного колебания на RC -фильтр верхних частот, как показано на рис. 5.38, выходной сигнал имеет дифференциальную форму. В этом случае RC -цепь формирует выходной сигнал, который пропорционален времени нарастания входного напряжения.

Как и в случае цепи нижних частот (интегратора) величина и характер изменения формы сигнала, которую создает цепь верхних частот, определяется соотношением между частотой среза цепи и частотой прямоугольного колебания. Эта зависимость между частотой и формой изображена на рис. 5.39. На рис. 5.39, a частота прямоугольного колебания в 10 раз выше частоты среза. Следует отметить, что происхо-

дит лишь незначительное изменение формы выходного сигнала. Вершина сигнала характеризуется некоторым спадом (или наклоном, как его иногда называют). При более низкой частоте прямоугольного колебания, а именно приблизительно в три раза выше частоты среза, величина этого спада увеличивается и происходит подавление среднего значения выходного сигнала. При равенстве частот прямоугольного колебания и среза фильтра этот спад становится достаточно крутым. Когда же частота прямоугольного колебания ниже частоты среза, выходной сигнал представляет собой последовательность «остроконечных пиков».

Для величины спада менее 50 % показанные на рис. 5.39 уравнения можно использовать для его предварительной оценки. Следует отметить, что это уравнение для оценки спада дифференцированного сигнала имеет тот же вид, что и уравнение для оценки пульсации интегрированного сигнала.

СХЕМЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

В этой главе рассматриваются схемы переключения или прерыватели (как их иногда называют). В качестве ключей во многих случаях используются биполярные и полевые транзисторы. Классическими примерами являются транзисторные прерыватели, применяемые в усилителях с малым дрейфом. Биполярные транзисторы находят также применение в качестве ключей в полупроводниковых источниках питания инвертерного и конвертерного типов. В этой главе рассматриваются основные характеристики переключения транзисторов, но главное внимание уделяется транзисторным прерывателям и схемам переключения.

6.1. Основные схемы прерывателей

Схемы прерывателей бывают либо *последовательного*, либо *параллельного* типов, как это показано на рис. 6.1, либо представляют собой комбинацию этих двух типов. Изображенная на рис. 6.1, а схема прерывателя параллельного типа работает как повторитель. Когда ключ S разомкнут, напряжение, которое прямо пропорционально входному сигналу, поступает на нагрузку. При замкнутом ключе весь входной сигнал закорачивается на землю. Если ключ периодически размыкается и замыкается, то появляющееся на нагрузке напряжение представляет собой прямоугольное колебание, амплитуда которого прямо пропорциональна входному сигналу. Показанную на рис. 6.1, б схему прерывателя последовательного типа можно также использовать для прерывания сигналов. В частности, такой прерыватель пригоден для телеметрических или других систем, в которых необходимо периодически подключать источник сигнала, например датчик, к нагрузке.

Первоначально прерыватели были механического типа и строились на основе реле. На смену механическим прерывателям пришли переключатели на полупроводниковых приборах,

хотя им и присущи определенные недостатки. Например, на транзисторе сложно воссоздать почти идеальные характеристики переключения реле (бесконечное сопротивление в разомкнутом состоянии и низкое сопротивление в замкнутом). Биполярным транзисторам свойственны и дополнительные недостатки, а именно наличие *остаточного напряжения* и *остаточного тока*. В случае же использования полевых транзисторов и, в частности, полевых транзисторов с изолированным

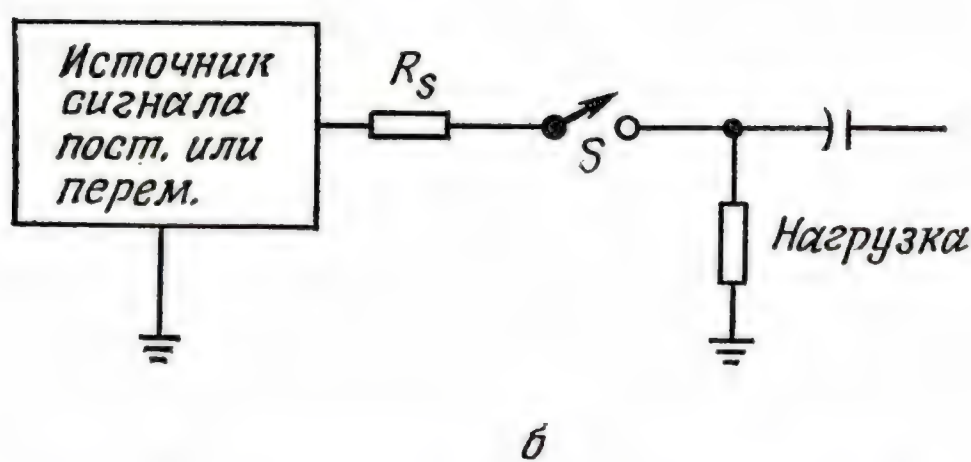
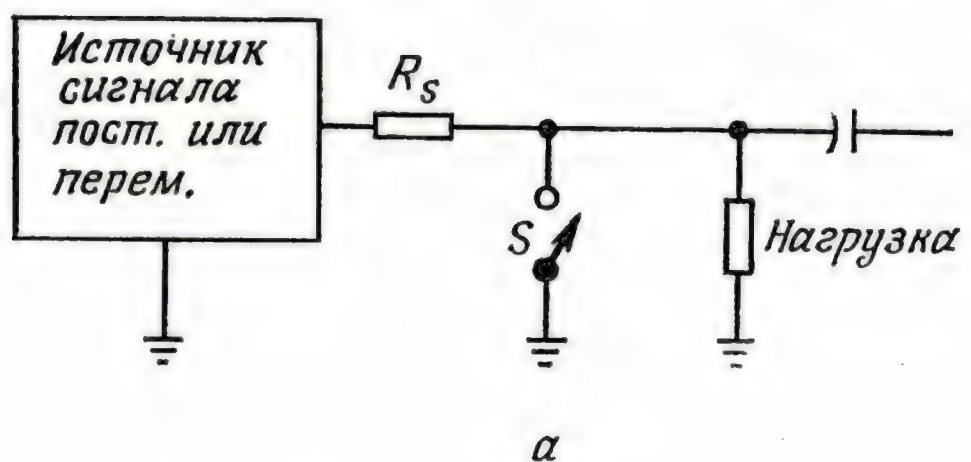


Рис. 6.1. Основные схемы прерывателей.
a — параллельного типа, *б* — последовательного типа.

затвором в схемах прерывателя существует недостаток, обусловленный передачей части управляющего сигнала в коммутируемый сигнал.

6.2. Схемы прерывателей на биполярных транзисторах

Если выполненный на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, ключ или прерыватель, изображенный на рис. 6.2, находится в замкнутом состоянии, то напряжение цепи коллектор — эмиттер отлично от нуля. Это и есть *остаточное напряжение*, которое накладывает серьезные ограничения на рабочие характеристики схем прерывателей на биполярных транзисторах. Следующая за прерывателем схема не в состоянии отличить это остаточное напряжение от самого сигнала (в частности, если сигнал имеет приблизительно такую же амплитуду, что и остаточное напряжение).

В выключенном состоянии транзистор не представляет собой идеальную разомкнутую цепь, а функционирует как источник тока. Этот *остаточный ток* может привести к появ-

лению напряжения на нагрузке, которое в свою очередь снова маскирует сигналы сравнимых уровней.

Наиболее распространенный способ борьбы с этим недостатком заключается в том, что вместо схемы с общим эмиттером используется схема с общим коллектором (или инверсная). (Имеется в виду, что в инверсных схемах управляющий или переключающий сигнал прикладывается между базой и коллектором транзистора, а не между базой и эмиттером.) На рис. 6.3 показан вариант схемы последовательного прерывателя с общим коллектором. Более совершенная схема прерывателя на биполярных транзисторах показана на рис. 6.4, а,

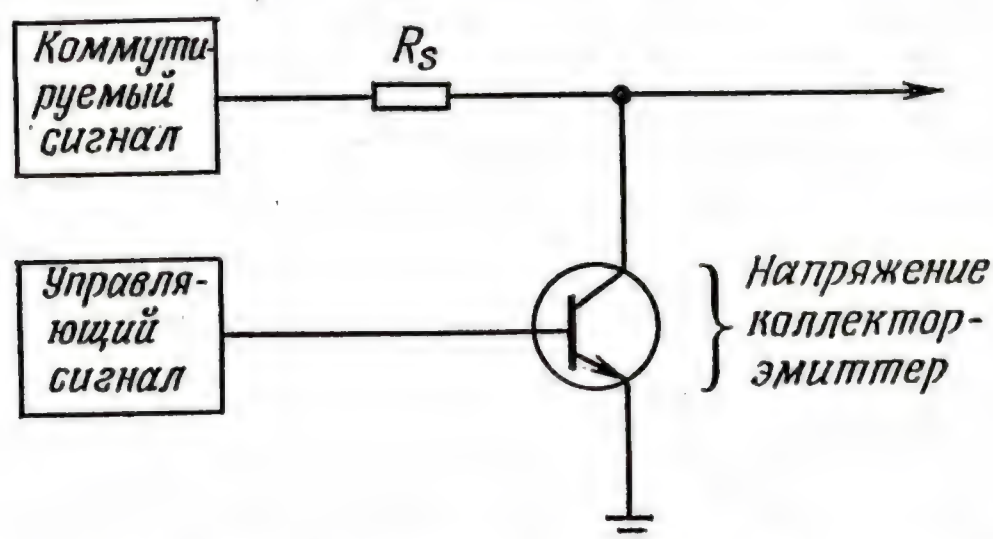


Рис. 6.2. Переключение на транзисторе с общим эмиттером для иллюстрации влияния напряжения коллектор—эмиттер.

а ее улучшенный вариант — на рис. 6.4, б. В любой из этих схем в включенном состоянии остаточные напряжения каждого транзистора имеют противоположную полярность и, следовательно, происходит их взаимная компенсация, а в выключенном состоянии противоположную полярность имеют остаточные токи.

В изображенной на рис. 6.4, б улучшенной схеме диод D_1 предотвращает появление на переходах база — коллектор обратного смещения, что позволяет исключить токи утечки выключенного состояния. Диод также характеризуется некоторым током утечки, но этот ток протекает через сопротивление R_1 , а не через транзисторы. Конденсатор небольшой емкости C_1 совместно с емкостью перехода транзистора образует делитель, который позволяет подавить переходные процессы сквозной передачи (параллельный канал). Однако и эта улучшенная схема (рис. 6.4, б) имеет ряд недостатков. Введение компенсации остаточного смещения в выключенном состоянии и емкостного делителя приводит к увеличению времени переключения схемы (что снижает скорость ее работы). Следовательно, необходимо обеспечить компромиссное соотношение между скоростью работы, величиной тока утечки и сквозной передачи.

На рис. 6.5 приведена другая разновидность схемы последовательно-параллельного прерывателя, позволяющая умень-

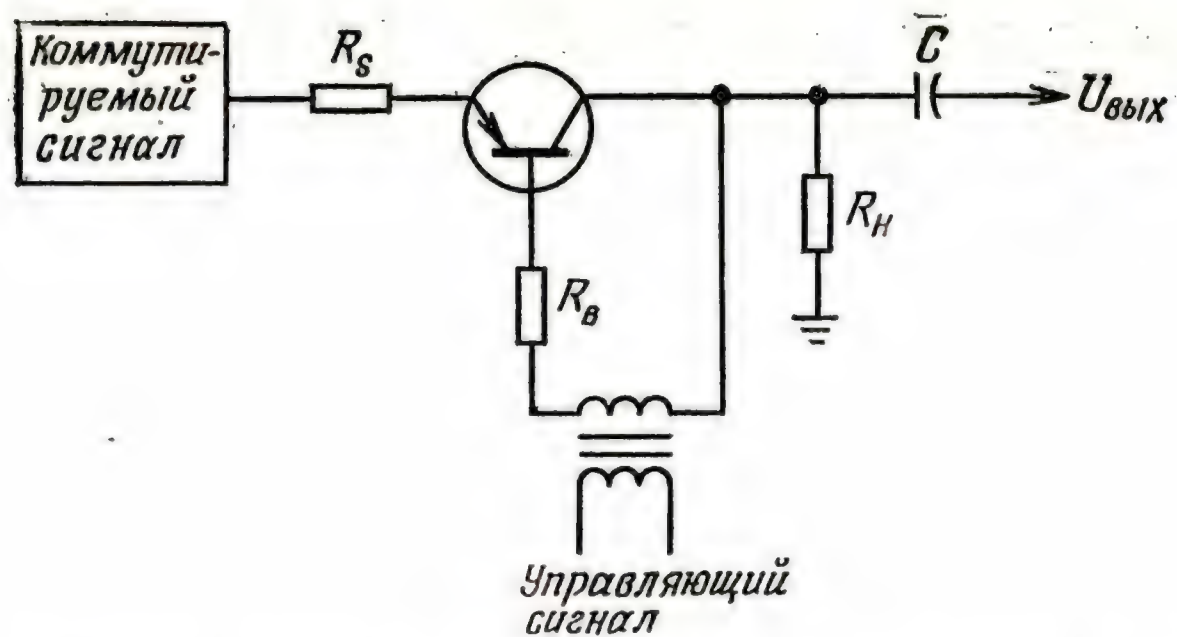


Рис. 6.3. Основная схема последовательного прерывателя на биполярном транзисторе.

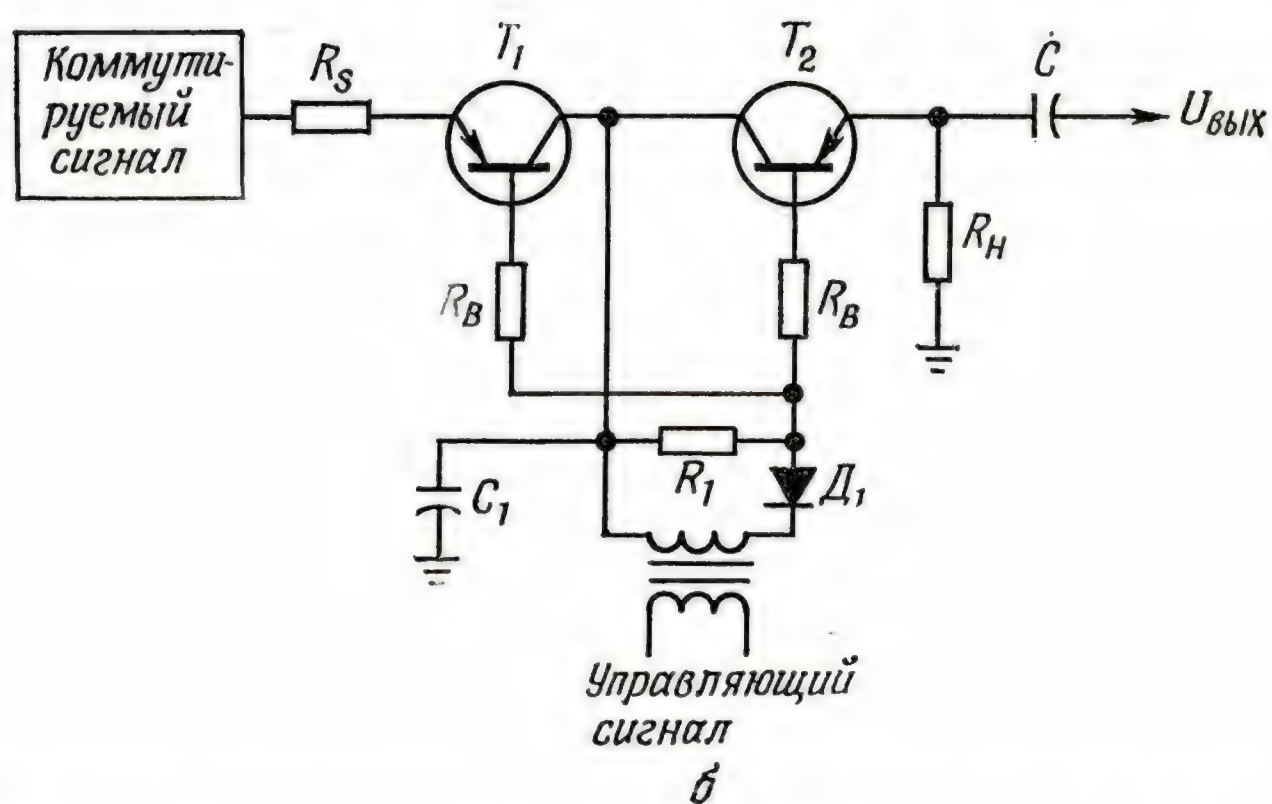
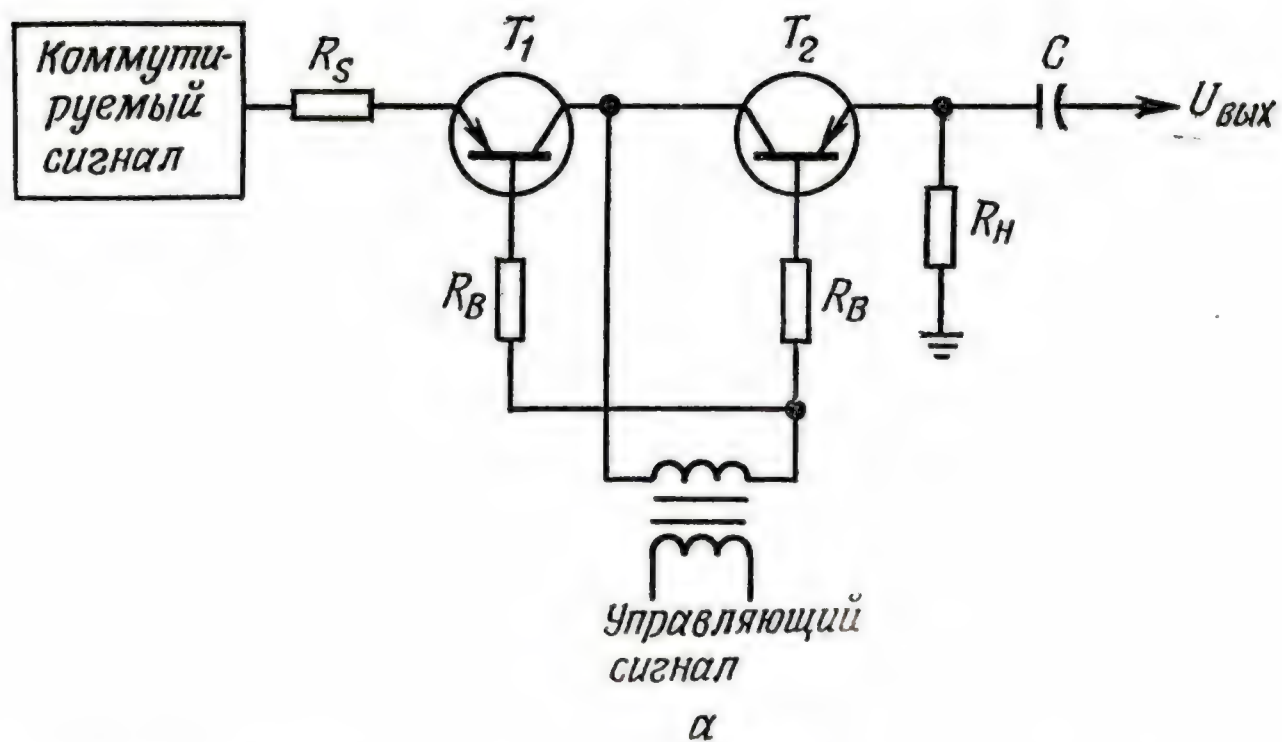


Рис. 6.4. Схемы последовательных двояных прерывателей на биполярных транзисторах.

шить влияние остаточного напряжения и тока. Коммутирующий сигнал формируется таким образом, что если последовательный транзистор находится во включенном состоянии, то параллельный транзистор — в выключенном состоянии и наоборот. При надлежащем согласовании этих транзисторов напряжение на сопротивлении R_H (за исключением напряжения сигнала) остается постоянным, а емкостная связь приводит к тому, что в выходном сигнале отсутствует остаточное напряжение. Конечно, рассогласование транзисторов вследствие старения или изменений температуры может вызвать

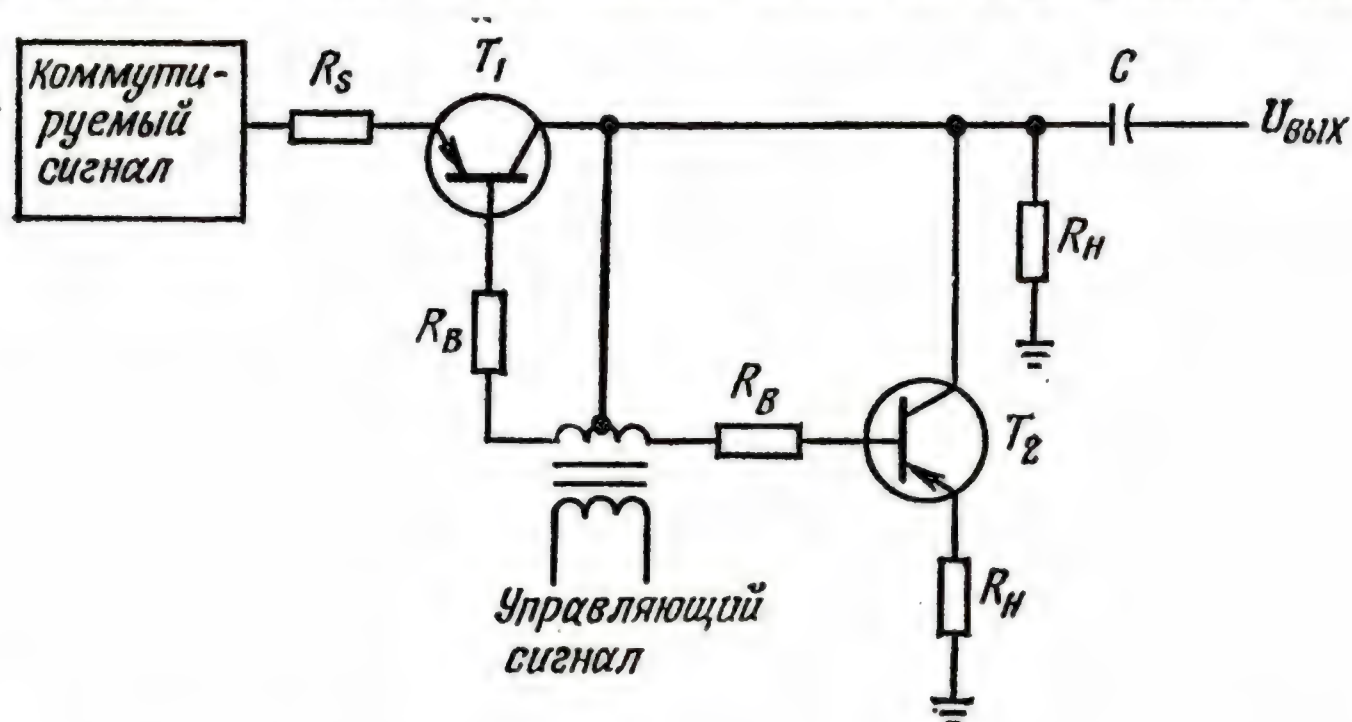


Рис. 6.5. Схема последовательно-параллельного прерывателя на биполярных транзисторах.

появление некоторого остаточного напряжения на выходном контакте. Управление дрейфом остаточного напряжения и переходными процессами сквозной передачи можно осуществить, снижая значение сопротивления R_H . Однако это не всегда осуществимо.

В рассматриваемых далее схемах, как правило, предполагается, что полное сопротивление источника сигнала R_S имеет небольшое значение. При таком допущении любое остаточное напряжение, которое возникает вследствие протекания тока утечки через полное сопротивление источника, также имеет небольшое значение. В определенных случаях это полное сопротивление источника велико. Тогда произведение ток утечки $\times$ полное сопротивление источника ($I_E R_S$) может достичь чрезмерной величины. При использовании параллельного прерывателя с нулевым смещением выключенного состояния, схема которого изображена на рис. 6.6, это произведение $I_E R_S$ можно исключить.

Когда показанная на рис. 6.6 схема находится в выключенном состоянии, транзистор представляет собой чистое высокоомное сопротивление. Следовательно, ток утечки отсутствует. Однако наличие остаточного напряжения в включенном состоянии приводит к появлению в выходном сигнале

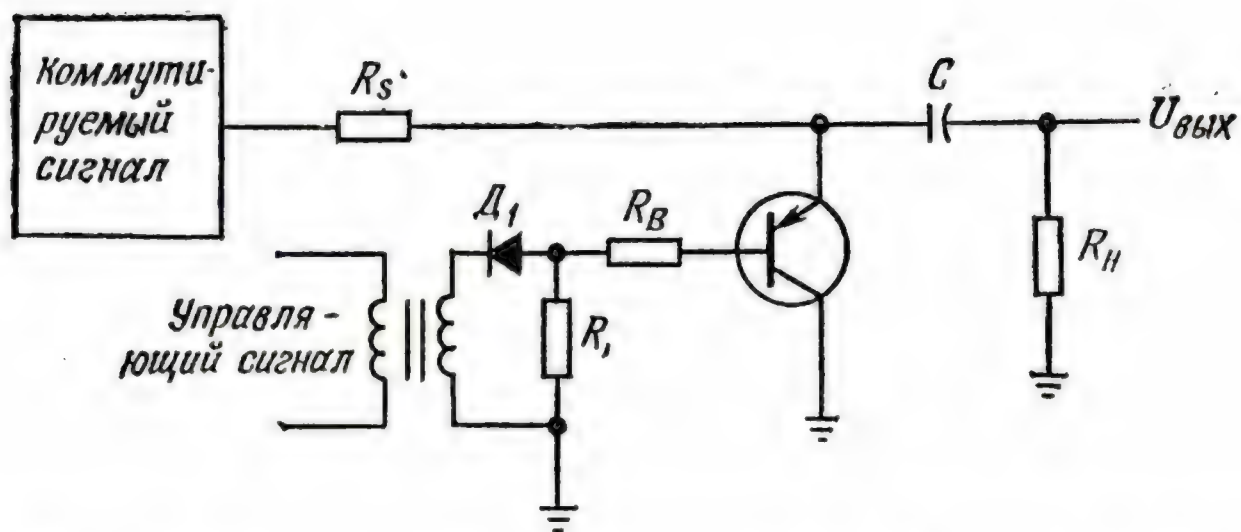


Рис. 6.6. Схема параллельного прерывателя на биполярном транзисторе.

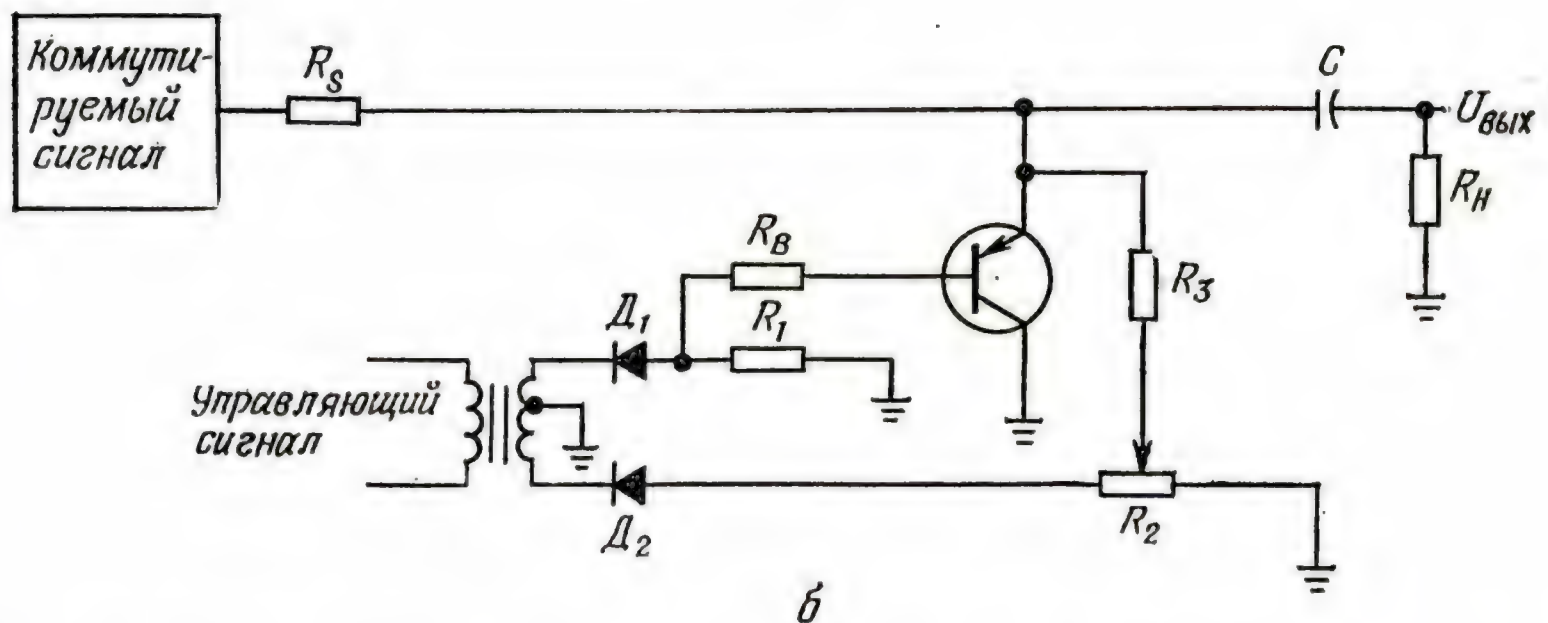
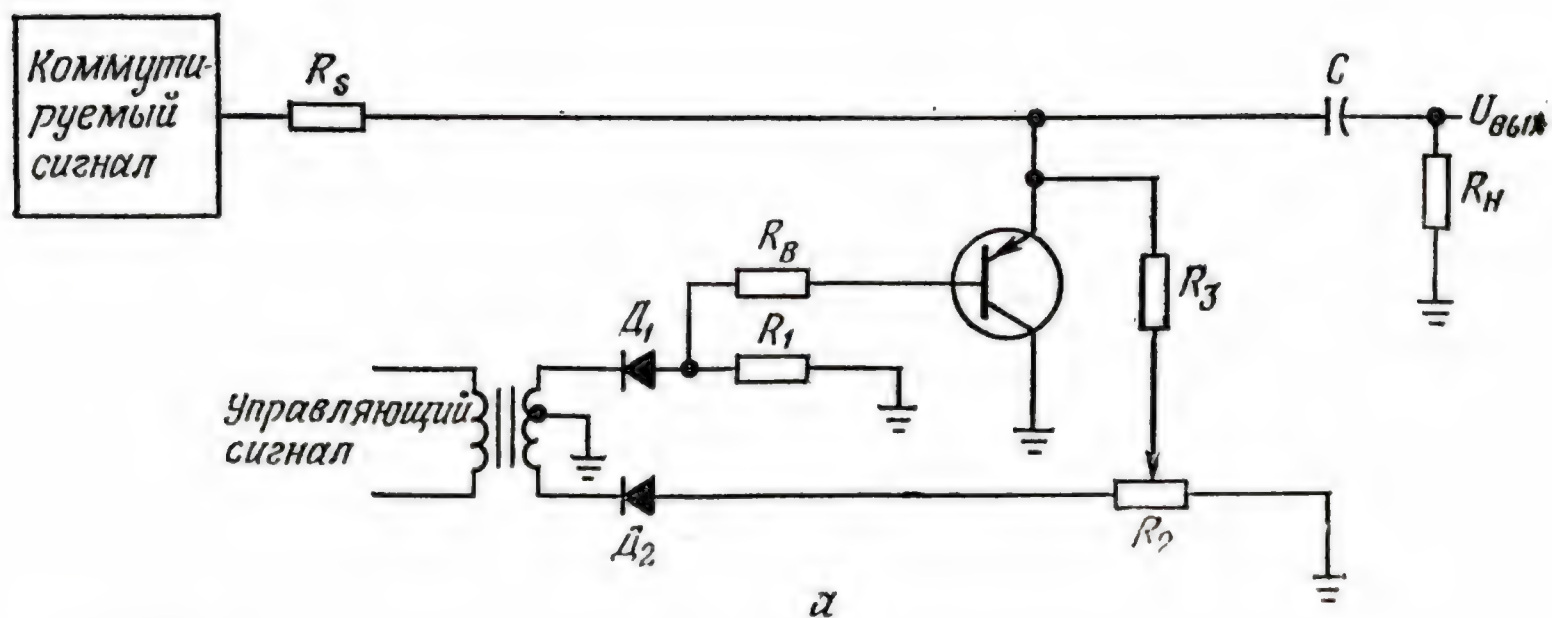


Рис. 6.7. Схемы параллельных прерывателей на биполярном транзисторе с компенсацией остаточного напряжения. (На схеме б включение диода D_2 обратное. — Прим. ред.)

коммутационной ошибки. Ошибку можно исключить с помощью введения в эту систему впоследствии дополняющего смещения одним из двух показанных на рис. 6.7 способов. В схеме на рис. 6.7, а диод D_2 находится во включенном состоянии при выключенном транзисторе. Потенциометр предназначен для формирования небольшого напряжения, равного остаточному напряжению включенного транзистора. Таким образом, среднее значение постоянного напряжения на эмиттере транзистора (за исключением сигнального напряжения) поддерживается неизменным. В изображенной на рис. 6.7, б схеме диод D_2 и транзистор проводят одновременно. В этом случае диод задает небольшой обратный ток через транзистор. Вызываемое этим током падение напряжения противоположно по знаку остаточному напряжению. Надлежащая регулировка потенциометра позволяет обеспечить ток, достаточный для компенсации остаточного напряжения.

6.2.1. Дрейф в схемах прерывателей

Естественно, что по прошествию некоторого времени и в результате изменений температуры трудно гарантировать, что схемы прерывателей будут оставаться скомпенсированными. Поэтому такие схемы характеризуются некоторым дрейфом. Однако при правильном конструировании и использовании хорошо согласованных дополняющих приборов (например, пар типа диод — транзистор) этот дрейф можно свести к минимуму. Разумно предположить, что контроль в процессе производства согласованных диодов и транзисторов производится достаточно тщательно, так что рассогласование этих приборов при старении будет находиться в допустимых пределах.

Вызываемый изменениями температуры дрейф должен минимизироваться в правильно сконструированной схеме. Обычно величина дрейфа зависит от температуры и управляющего сигнала. При испытании прибора в требуемом температурном диапазоне и нескольких уровнях управляющего сигнала можно определить значение тока управления, обеспечивающего минимальное смещение (на оговоренной температуре). Тогда при расчете схемы управления прерывателя можно определить оптимальный уровень сигнала управления, обеспечивающий минимальный температурный дрейф этого прибора.

6.3. Схемы прерывателей на полевых транзисторах

На полевых транзисторах можно реализовать прекрасные ключи и коммутаторы для широкого класса схем, таких, как модуляторы, демодуляторы, систем выборки и хранения, смешивания сигналов или селекции импульсов и многих других. Существенным достоинством полевых транзисторов является

отсутствие в них внутреннего остаточного напряжения, свойственного биполярным транзисторам (как было показано в разд. 6.2). Это связано с тем, что проводимость цепи между стоком и истоком имеет, как правило, резистивный характер. В полевых транзисторах как с управляющим переходом, так и с изолированным затвором проводящий канал под действием управляющего поля или сужается, или расширяется.

Любой тип полевого транзистора характеризуется исключительно высоким отношением сопротивлений канала затвор — исток соответственно в выключенном и включенном состоянии. Для включенного транзистора это сопротивление может составлять несколько ом, что в свою очередь приводит к весьма малому падению напряжения на канале (т. е. очень низкое значение остаточного напряжения). Сопротивление выключенного состояния достигает нескольких тысяч мегаом, что обуславливает протекание очень маленького остаточного тока.

Далее, чрезвычайно высокое входное полное сопротивление затвора полевых транзисторов по постоянному току — также существенное их достоинство, поскольку для управления требуется сигнал малой мощности. В полевых транзисторах с управляющим переходом сигнал управления поступает фактически на смещенный в обратном направлении диод. У полевых транзисторов с изолированным затвором изоляция затвора представляет собой окисную пленку, свойства которой и определяют параметры полного сопротивления. Основное ограничение на параметры ключей и прерывателей на полевых транзисторах накладывают емкости затвор — сток и затвор — исток. Через эти емкости в коммутируемый сигнал попадает часть управляющего сигнала с затвора. Особенно сказываются эти емкости при высокочастотных сигналах и накладывают ограничения на их временные характеристики.

6.3.1. Основные схемы прерывателей на полевых транзисторах

Полевые транзисторы как с управляющим переходом, так и с изолированным затвором можно использовать в трех классических структурах прерывателей, а именно последовательных, параллельных и последовательно-параллельных.

Наиболее широко используется последовательный прерыватель (рис. 6.8). Для того чтобы во включенном состоянии полевой транзистор обеспечивал работу при сопротивлениях канала в несколько десятков или сотен ом, ток стока должен быть незначительным. Как правило, для ограничения этого тока выбирается большой номинал нагрузочного сопротивления R_H . В последовательном прерывателе такое нагрузочное сопротивление позволяет также минимизировать во включенном состоянии напряжение коммутационной ошибки. Ток утечки полевых транзисторов (и особенно полевых транзисторов

с изолированным затвором) незначителен, поэтому результирующая ошибка выключенного состояния также мала. Обычно в прерывателе на полевом транзисторе с изолированным затвором при сопротивлении нагрузки $R_H = 100$ кОм

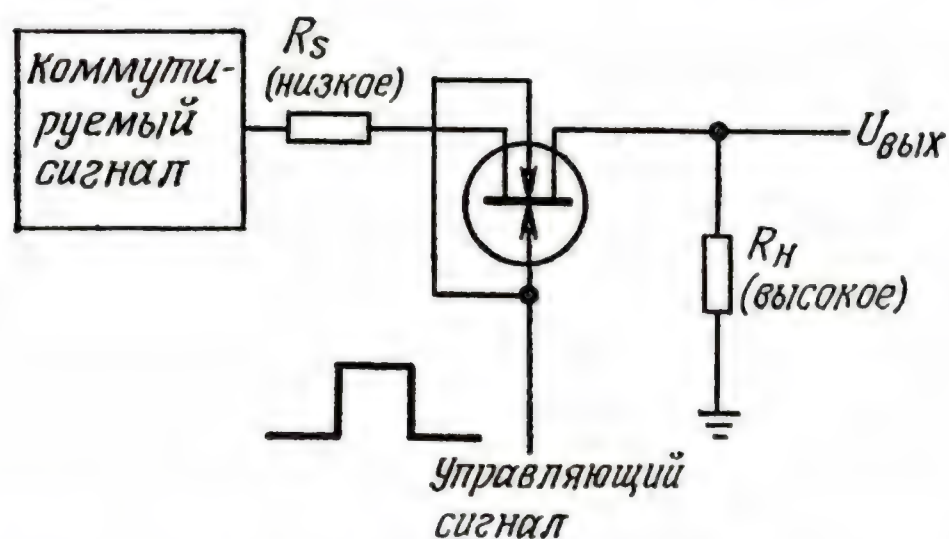


Рис. 6.8. Основная схема последовательного прерывателя на полевом транзисторе.

коммутационная ошибка выключенного состояния при комнатной температуре не превышает 1 мкВ.

В *параллельном прерывателе* (рис. 6.9) функция переключения реализуется путем периодического замыкания входного сигнала на земляную шину. Такая схема применяется преимущественно в тех случаях, когда сопротивление источника сигнала R_S велико.

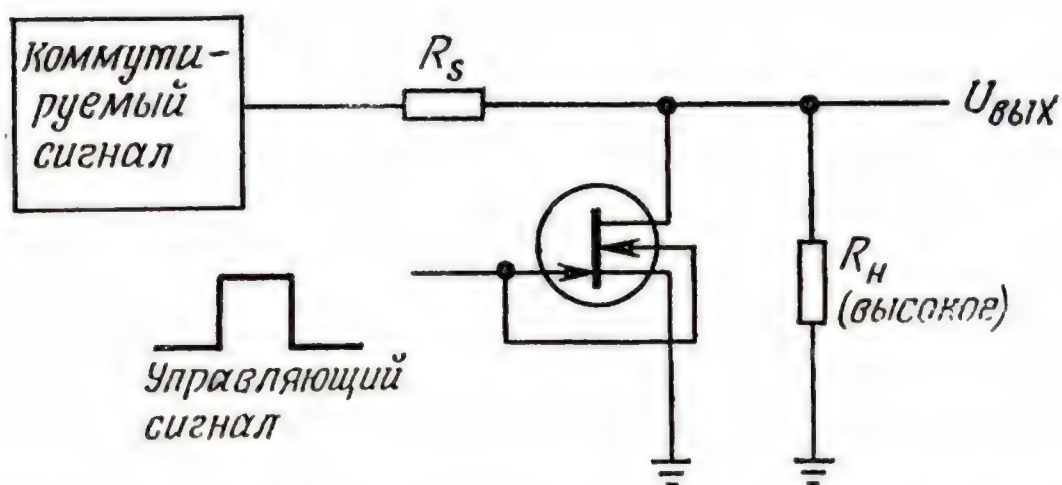


Рис. 6.9. Основная схема параллельного прерывателя на полевом транзисторе.

Последовательно-параллельный прерыватель (рис. 6.10) действует как повторитель. Когда транзистор T_1 находится во включенном состоянии, транзистор T_2 — в выключенном и наоборот. При включенном транзисторе T_1 и выключенном транзисторе T_2 выходной сигнал схемы по параметрам аналогичен выходному сигналу последовательного прерывателя, за исключением того, что существует небольшая коммутационная ошибка, обусловленная током утечки транзистора T_2 . При выключенном транзисторе T_1 и включенном транзисторе T_2 напряжение коммутационной ошибки выключенного состояния из-за тока утечки транзистора T_1 снижается, так как со-

противление исток — сток включается параллельно с сопротивлением R_H .

Применение такой последовательно-параллельной схемы для минимизации коммутационной ошибки, вызываемой током утечки, не всегда оправдано, поскольку ток утечки у полевых транзисторов с изолированным затвором весьма мал. Однако последовательно-параллельная схема обладает определенными преимуществами при переключении высокочастотных сигналов. В простом последовательном прерывателе,

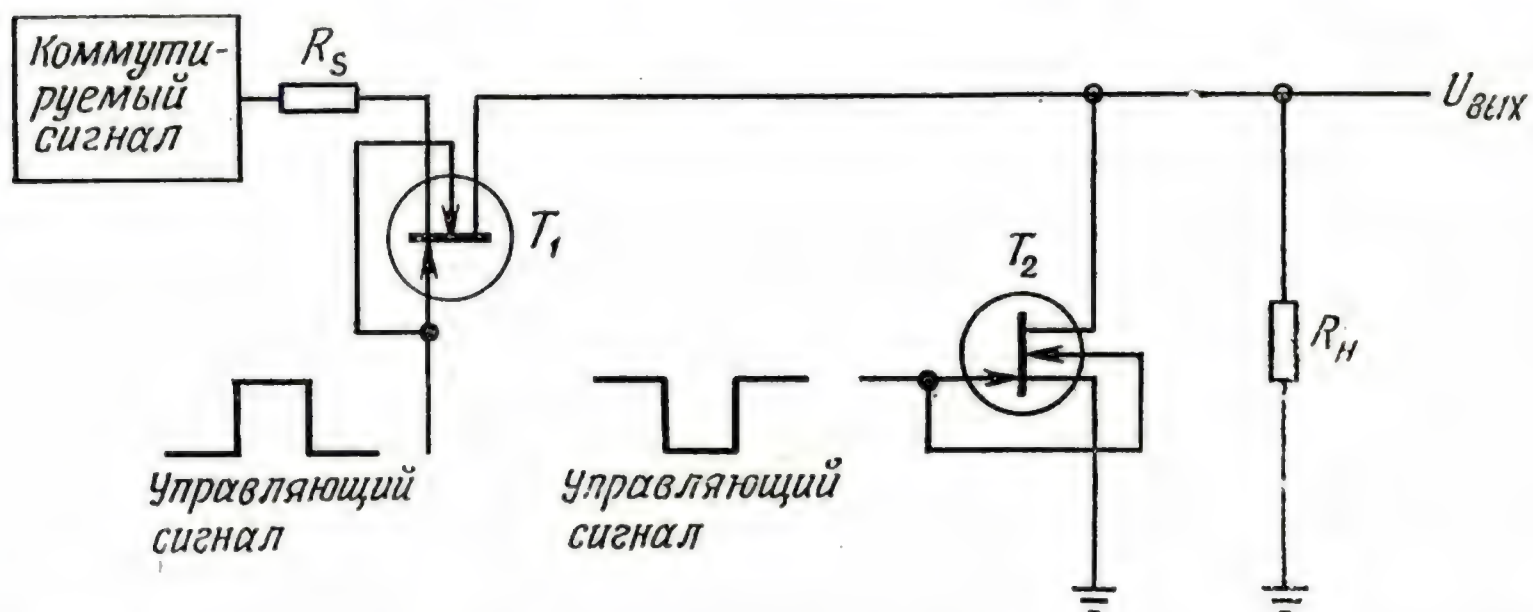


Рис. 6.10. Основная схема последовательно-параллельного прерывателя на полевых транзисторах.

когда полевой транзистор находится в выключенном состоянии, разряд его емкости происходит через нагрузочный резистор R_H . Относительно большая постоянная времени RC , которую образуют емкость полевого транзистора и сопротивление нагрузки, накладывает ограничения на частоту переключений. Однако в последовательно-параллельном прерывателе каждый раз, когда происходит выключение последовательного полевого транзистора и включение параллельного, маленькое сопротивление транзистора T_2 подключается параллельно сопротивлению R_H . Следовательно, значение постоянной времени RC существенно снижается, а предельная частота переключений возрастает.

6.3.2. Влияние нагрузок в прерывателях на полевых транзисторах с изолированным затвором

На работу всех схем прерывателей на полевых транзисторах с изолированным затвором в значительной степени оказывают влияние сопротивления источника сигнала и нагрузки. В таблице рис. 6.11 приведены значения выходных напряжений трех основных схем прерывателей в зависимости от различных сочетаний сопротивлений источника сигнала и нагрузки. Предполагается, что входное напряжение равно 1 мВ, а сопротивление полевого транзистора составляет 100 Ом во включенном состоянии и 1000 мОм в выключенном. Сопро-

тивление утечки затвора полевого транзистора не учитывается. На основании приведенных на рис. 6.11 данных можно сделать следующие выводы.

1. В тех случаях, когда сопротивление R_s меньше сопротивления сток — исток полевого транзистора с изолированным затвором, необходимо использовать только последовательные или последовательно-параллельные схемы.

Приближенное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, мкВ

Сопротивление источника сигнала R_s , Ом	Сопротивление нагрузки R_H , Ом	Параллельный прерыватель		Последовательный прерыватель		Последовательно-параллельный прерыватель	
		вкл.	выкл.	вкл.	выкл.	вкл.	выкл.
$1 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^6$	0,1	500	500	1	500	0,0001
$1 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^6$	1	900	900	1	900	0,0001
$1 \cdot 10^2$	$1 \cdot 10^6$	500	1000	1000	1	1000	0,0001
0	$1 \cdot 10^6$	1000	1000	1000	1	1000	0,0001
$1 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^5$	0,1	90	90	0,1	90	0,0001
$1 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^2$	0,05	0,1	0,1	0,00001	0,1	0,00005
$1 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^5$	1	500	500	0,1	500	0,0001
$1 \cdot 10^2$	$1 \cdot 10^2$	333	500	333	0,00001	333	0,00005

Входное напряжение составляет 1 мВ; сопротивления затвор — исток во включенном и выключенном состояниях составляют соответственно 100 Ом и 1000 МОм.

Рис. 6.11. Установившееся значение выходного напряжения прерывателя для различных сопротивлений источника сигнала и нагрузки.

2. Как правило, сопротивление R_H должно быть высокоомным. Так или иначе сопротивление R_H должно быть гораздо больше сопротивления сток — исток.

3. Номинал сопротивления R_H всегда должен быть больше, чем у сопротивления R_s .

4. Рабочие характеристики последовательно-параллельной схемы такие же или лучше, чем у отдельно взятого последовательного или параллельного прерывателя, при любом сочетании значений сопротивлений R_s и R_H .

6.3.3. Практические схемы прерывателей на полевых транзисторах с управляющим переходом

На рис. 6.12 приведена довольно простая, но совершенная схема последовательного прерывателя на полевом транзисторе с управляющим переходом. Максимальная частота его переключений составляет приблизительно 200 кГц. Ограничения работы этой схемы обусловлены в основном большой постоянной времени RC разряда емкостей полевого транзистора через 10-килоомные резисторы. Эту постоянную времени можно уменьшить и, следовательно, повысить частоту

переключений, если уменьшить номинал этого резистора. Однако при этом возрастает падение напряжения на делителе, который образуется из сопротивления сток — исток и сопротивления нагрузки.

Максимально допустимые входные напряжения составляют $+2$ и $-0,4$ В. Эти ограничения вытекают из технических требований на полевые транзисторы с управляющим переходом в состоянии включено—выключено. У реального полевого транзистора с управляющим переходом и каналом n -типа (3N126) напряжение включенного состояния составляет 0 В,

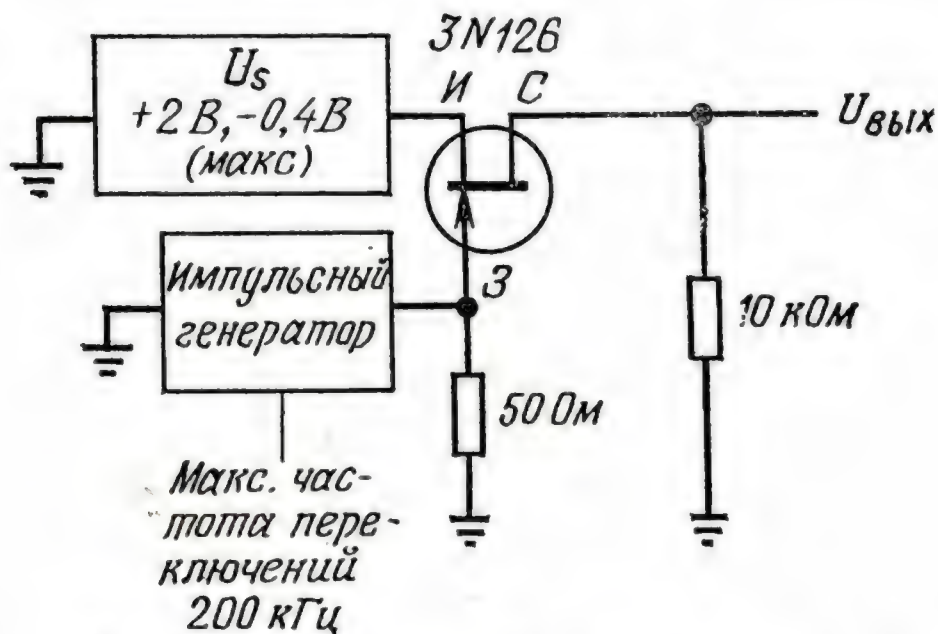


Рис. 6.12. Реальный последовательный прерыватель на полевом транзисторе с управляющим переходом и n -каналом.

а выключенное состояние достигается при напряжении затвор — исток ($U_{\text{зи}}$) не менее 4 В. Включенное состояние обеспечивается при заземлении затвора. Если напряжение на истоке (U_s источника питания) изменяется в положительном направлении, между затвором и истоком существует отрицательный потенциал. Это отрицательное напряжение затвор — исток вызывает увеличение сопротивления сток — исток и полевой транзистор с управляющим переходом начинает выключаться. Когда же входной сигнал (исток) становится более отрицательным, чем $-0,4$ В, имеющийся между затвором и истоком диод смещается в прямом направлении и полевой транзистор начинает включаться (следовательно, нижний отрицательный предел входного напряжения составляет $-0,4$ В).

Помимо ограничений на значения входных положительных и отрицательных напряжений существует также ограничение на минимальное значение входного напряжения. Это связано с передачей скачков из управляющей цепи в выходной канал (вследствие сквозной передачи). Такая сквозная передача обусловлена наличием емкостей полевого транзистора, как было указано ранее. При входных воздействиях с напряжениями ниже 10 мВ обусловленные сквозной передачей выбросы оказывают существенное влияние на форму выходного сигнала (особенно в диапазоне высоких частот).

Для минимизации этих паразитных выбросов существуют различные схемные модификации. Первое, управляющим сигналом (импульсный генератор), поступающим на затвор полевого транзистора, может быть сигнал скругленной формы или даже синусоидальный. Далее, для фильтрации этих выбросов на выход схемы можно подключить конденсатор. Наконец, если допускается на выходе схемы сигнал фиксированной амплитуды, то к выходу такой схемы можно подсоединить ограничивающую схему.

Модифицированные последовательные прерыватели больших входных напряжений. Большие отрицательные входные

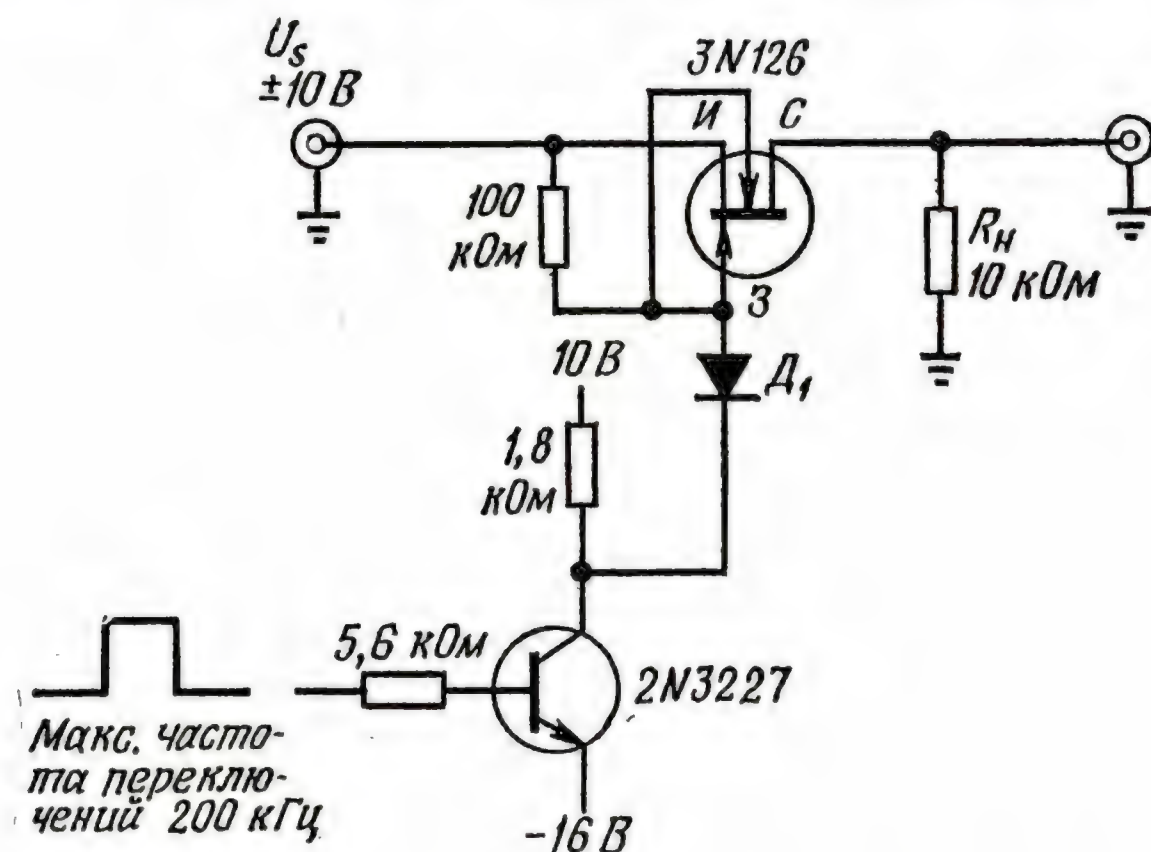


Рис. 6.13. Схема последовательного прерывателя на полевом транзисторе с управляющим переходом для больших входных напряжений.

напряжения в выключенном состоянии полевого транзистора стремятся перевести его снова во включенное состояние. Изображенную на рис. 6.12 схему можно преобразовать таким образом, чтобы осуществлялось ограничение имеющегося входного напряжения. Например, для того чтобы преодолеть указанное ограничение на максимальное входное напряжение, вызывающее включение полевого транзистора, можно применить показанную на рис. 6.13 схему. В этой схеме полевой транзистор находится во включенном состоянии, управляющий транзистор выключен, а напряжение $+10\text{ В}$ прикладывается к диоду D_1 . Это приводит к смещению диода в обратном направлении. При изменении входного сигнала (исток) в положительном направлении включенный между истоком и затвором резистор (100 кОм) приводит к тому, что потенциал на затворе повторяет входное напряжение до тех пор, пока диод не получит смещения в прямом направлении. Тогда диод D_1 начинает проводить ток и между затвором и истоком создается отрицательное напряжение, что приводит

к включению полевого транзистора. Для отрицательных входных напряжений теперь уже не существует ограничения, поскольку сигнал на затворе транзистора повторяет сигнал на его истоке до тех пор, пока диод D_1 открыт.

Схема, показанная на рис. 6.13, имеет также улучшенные рабочие характеристики при выключенном состоянии полевого транзистора. В этих условиях управляющий транзистор включен и при напряжении на затворе полевого транзистора равном -15 В он остается во включенном состоянии для выходных сигналов с напряжениями вплоть до -10 В. Максимальное входное напряжение ± 10 В является функцией напряжения смещения. Реальным фактором, который накладывает ограничение на входное напряжение этой схемы, является напряжение пробоя цепи исток — затвор. Типовое значение напряжения пробоя полевых транзисторов с управляющим переходом составляет приблизительно 50 В (приблизительно 30 В для полевых транзисторов с изолированным затвором). При различных значениях напряжения смещения напряжение входного сигнала может достигать приблизительно $+22$ В (при использовании как положительных, так и отрицательных входных сигналов) или 44 В (при использовании только положительных входных сигналов). Для поддержания выключенного состояния полевого транзистора типа 3N126 требуется напряжение около -6 В.

6.3.4. Практические схемы прерывателей на полевых транзисторах с изолированным затвором

На рис. 6.14 показана схема реального прерывателя на полевом транзисторе с изолированным затвором. Следует отметить, что она аналогична приведенной на рис. 6.12 схеме

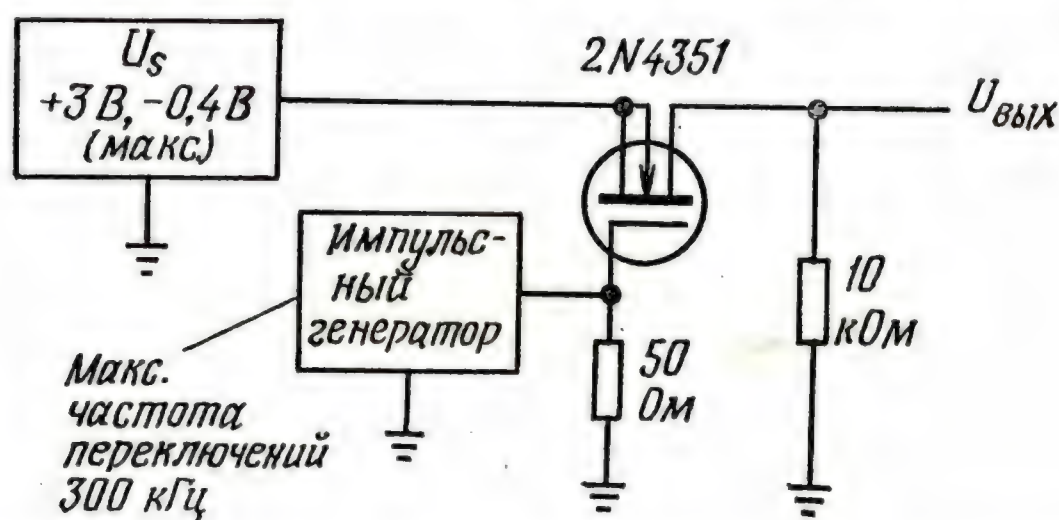


Рис. 6.14. Реальный последовательный прерыватель на полевом транзисторе с изолированным затвором и n -каналом.

на полевом транзисторе с управляющим переходом. Однако, поскольку в полевом транзисторе с изолированным затвором на входе отсутствует p — n -переход, рабочие характеристики этих двух схем немного отличаются. Максимальная частота переключения схемы на полевом транзисторе с изолированным

затвором (рис. 6.14) составляет приблизительно 300 кГц, что обусловлено паразитными емкостями этого транзистора. В основном ограничение на частоту переключений накладывает большая постоянная времени RC разряда емкостей полевого транзистора через сопротивление нагрузки (10 кОм). Эту постоянную времени можно сократить (частота соответственно возрастает), если использовать меньший номинал резистора. Однако при этом возрастет напряжение коммутационной ошибки.

Пределы изменения напряжения затвор — исток полевого транзистора с изолированным затвором накладывают ограничения на максимально допустимое входное напряжение.

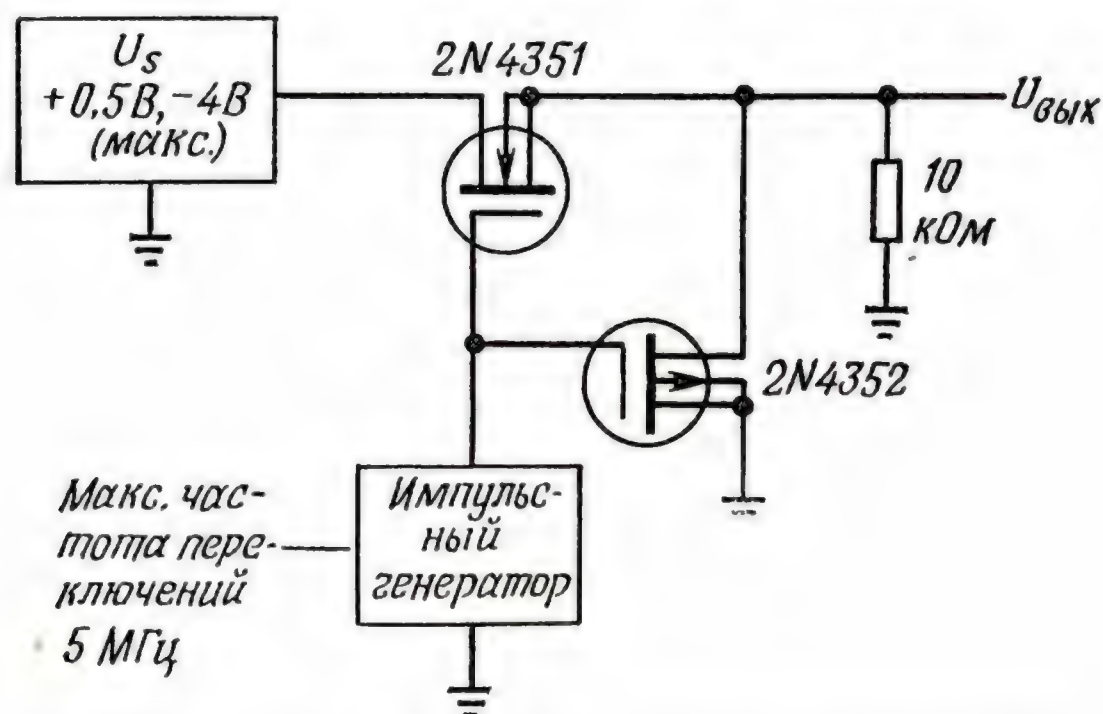


Рис. 6.15. Высокочастотный последовательно-параллельный прерыватель на дополняющих полевых транзисторах с изолированным затвором.

Кроме того, существует ограничение и на минимальное значение входного напряжения, что связано с передачей скачков из управляющей цепи в выходной канал (вследствие сквозной передачи). Эта сквозная передача, как было показано ранее, происходит через емкости полевого транзистора с изолированным затвором. При входных сигналах с напряжением ниже 10 мВ выбросы сквозной передачи оказывают существенное влияние на форму выходного сигнала (в частности, на высоких частотах). Как было показано, для минимизации этих выбросов разработаны некоторые схемные модификации. К ним относятся скругление формы входных или управляющих сигналов, подключение на выход схемы конденсатора и (если допускается фиксированное значение амплитуды выходного сигнала) ограничителя.

Реальные последовательно-параллельные прерыватели на полевых транзисторах с изолированным затвором, предназначенные для использования на высоких частотах. На рис. 6.15 изображена схема высокочастотного прерывателя последовательно-параллельного типа на основе дополняющих полевых транзисторов с изолированным затвором более сложной

структуры. Для указанных на схеме номиналов элементов она удовлетворительно функционирует на частотах вплоть до 5 МГц. Полевые транзисторы с изолированным затвором с n -каналом и p -каналом используются соответственно как последовательный и параллельный приборы. Это позволяет использовать одну схему управления для обоих приборов.

Когда последовательный полевой транзистор находится в выключенном состоянии, сопротивление сток — исток параллельного полевого транзистора составляет около 200 Ом.

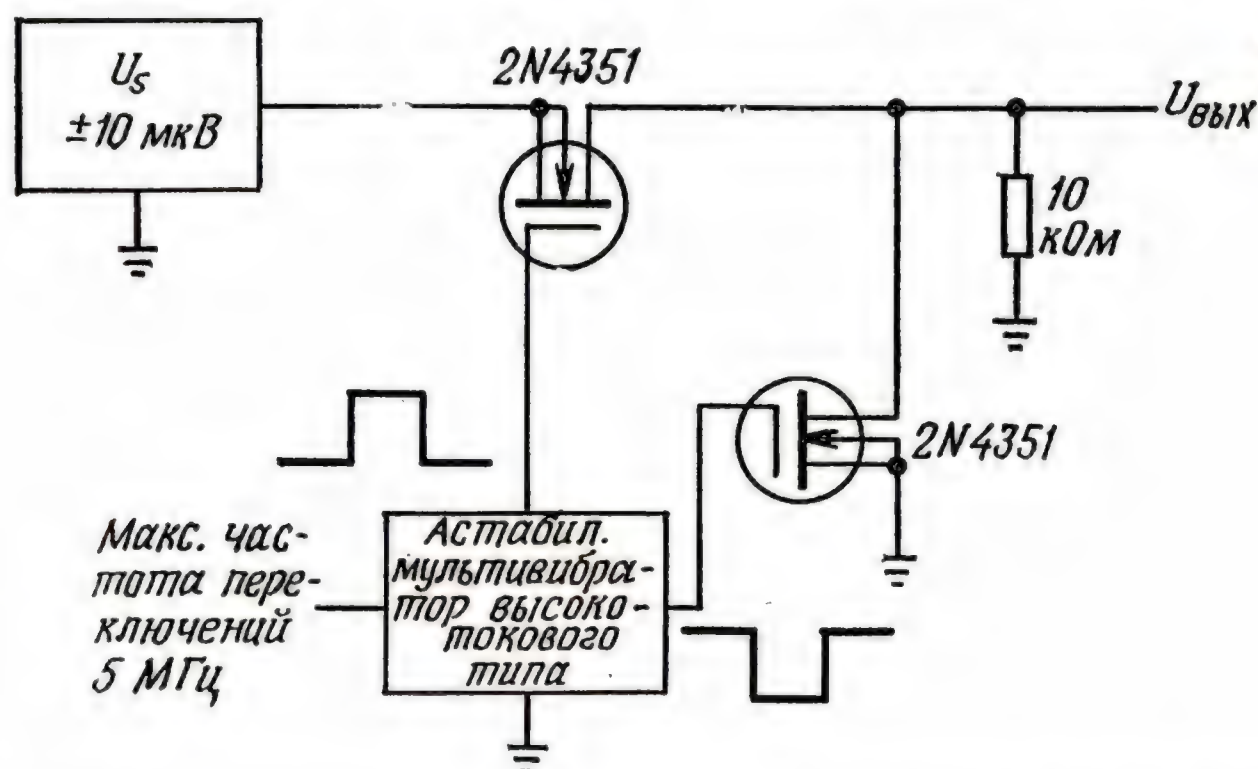


Рис. 6.16. Последовательно-параллельный прерыватель малых входных напряжений.

Оно подключается параллельно резистору R_H на землю, что приводит к снижению значения полезного выходного нагрузочного сопротивления приблизительно до 200 Ом (параллельное соединение 200 Ом и 10 кОм). Таким образом, постоянная времени RC составляет порядка 2 % первоначальной величины. Показанную на рис. 6.15 схему можно также модифицировать для работы с большими входными напряжениями описанным в разд. 6.3.3 способом (для изображенной на рис. 6.13 схемы).

Реальные последовательно-параллельные прерыватели на полевых транзисторах с изолированным затвором для работы с низкими входными напряжениями. Последовательно-параллельный прерыватель можно приспособить для переключения низкоуровневых сигналов. Его схема представлена на рис. 6.16. В ней используются два полевых транзистора с изолированным затвором и n -каналом с согласованными значениями емкостей. Управление затворами производится с помощью высокотокового (также известного как токовая схема) автоколебательного мультивибратора, описанного в разд. 4.5.

Управление с помощью такого мультивибратора обеспечивает хорошую частотную стабильность схемы. Кроме того, отсутствует временная задержка между дополняющими

выходными сигналами, т. е. когда один выход включается, то другой должен выключаться. При согласовании емкостей полевых транзисторов с изолированным затвором можно почти избавиться от выбросов в выходном сигнале, обусловленных сквозной передачей. Полное же уничтожение этих выбросов

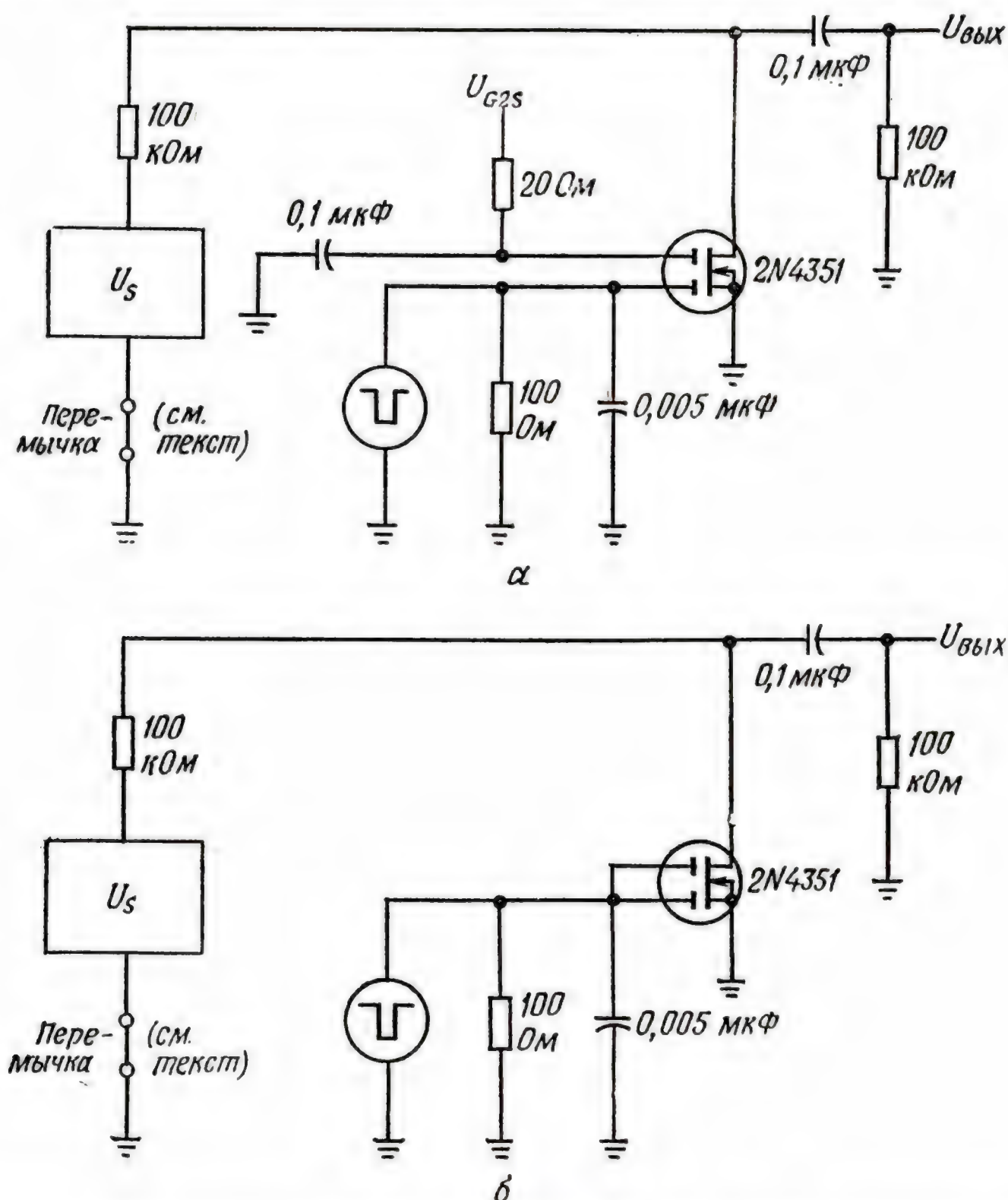


Рис. 6.17. Схемы параллельных прерывателей на полевом транзисторе со сдвоенным затвором.

обеспечить трудно, поскольку характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором выключенного и включенного состояний несимметричны.

Схемы прерывателей на полевых транзисторах со сдвоенным изолированным затвором. В показанных на рис. 6.17 и 6.18 схемах полевые транзисторы со сдвоенным изолированным затвором используются в качестве прерывающих или стробирующих приборов. В параллельном прерывателе, изображенном на рис. 6.17, полевой транзистор в нормальных условиях проводит ток, что соответствует низкому напряжению выходного сигнала. Отрицательный стробирующий импульс выключает полевой транзистор и, таким образом, на выход-

ных контактах выделяется приблизительно 50 % входного сигнала. Отличительной особенностью показанной на рис. 6.17, *а* схемы является то, что в ней используется дополнительное управляющее напряжение U_{G2} . На второй затвор можно подать постоянное напряжение, которое задает требуемое значение сопротивления канала включенного состояния. Альтернативный метод заключается в том, чтобы использовать второй затвор для совпадающего стробирования с тем,

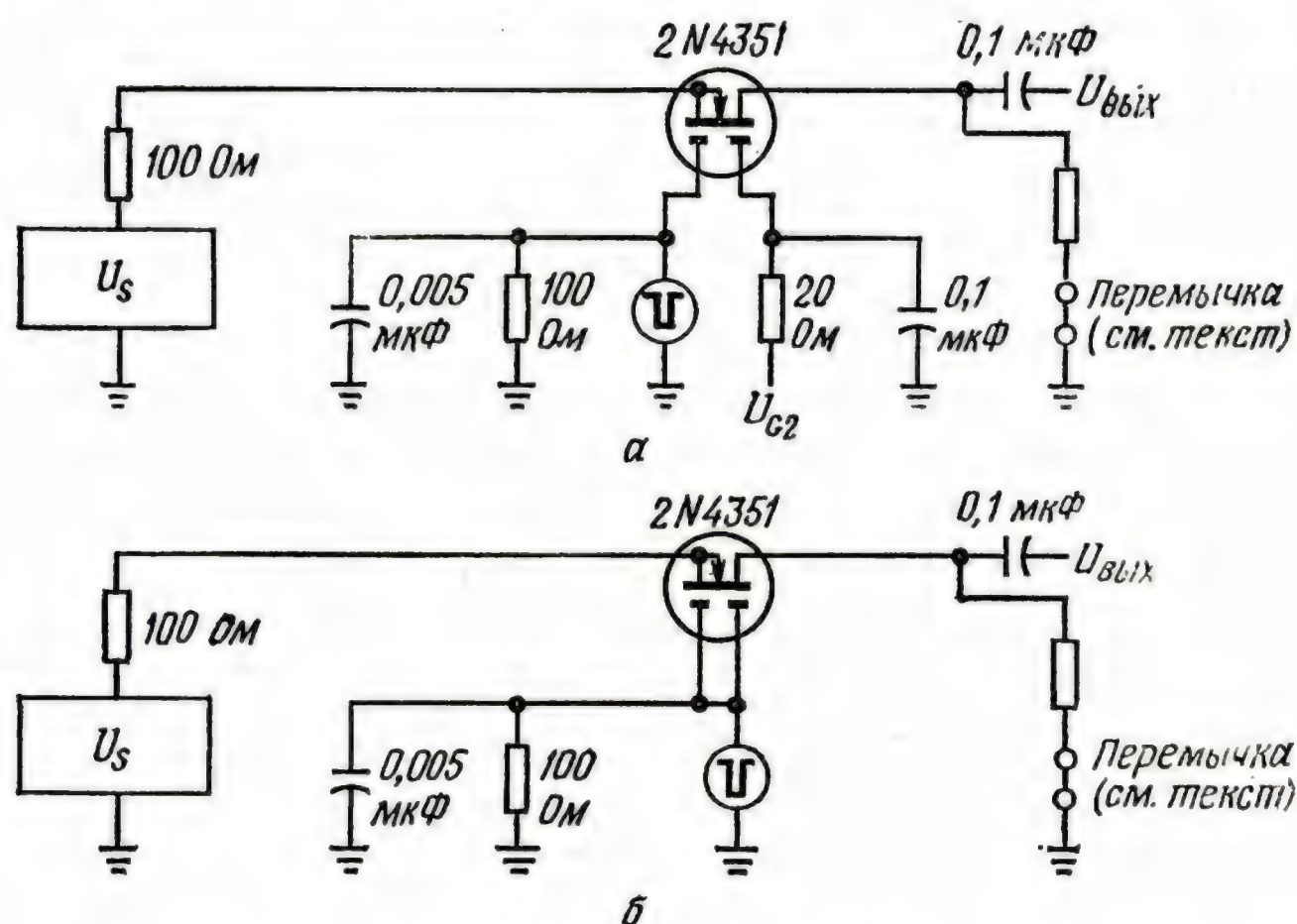


Рис. 6.18. Схемы последовательных прерывателей на полевом транзисторе со сдвоенным затвором.

чтобы снизить значение выходного сигнала. Для этого положительный импульс прикладывается к затвору 2 одновременно с положительным импульсом на затворе 1.

Приведенные на рис. 6.18 схемы работают противоположным образом. В этих схемах выходное напряжение появляется при отсутствии стробирующего сигнала. Следовательно, отрицательный стробирующий импульс вызывает уменьшение уровня выходного сигнала. В показанной на рис. 6.18, *а* схеме отрицательное напряжение или сигнал U_{G2} также понижают уровень выходного сигнала, при этом обеспечивается управление по сдвоенному затвору.

В изображенных на рис. 6.17 и 6.18 схемах между контактами цепи сток — земля — обратный провод включена перемычка. Максимальный выходной уровень сигнала этой схемы не превышает 0,2 В. Когда сигнал превышает это значение, имеется опасность того, что имеющийся между стоком и полупроводниковой подложкой паразитный «диод» перейдет в проводящее состояние и станет нагружать сигнал. Этого можно избежать, если подсоединить соответствующий постоянный потенциал вместо перемычки таким образом, чтобы

положительное напряжение прикладывалось к стоку полевого транзистора. Значение этого напряжения должно быть равно или превышать максимальное напряжение входного сигнала.

6.3.5. Схемы аналоговых ключей на полевых транзисторах

Большая часть приведенной ранее информации, касающейся прерывателей на полевых транзисторах, относится и к схемам аналоговых ключей. По определению аналоговый ключ представляет собой устройство, которое либо полностью передает аналоговый сигнал, либо блокирует его. В типовом

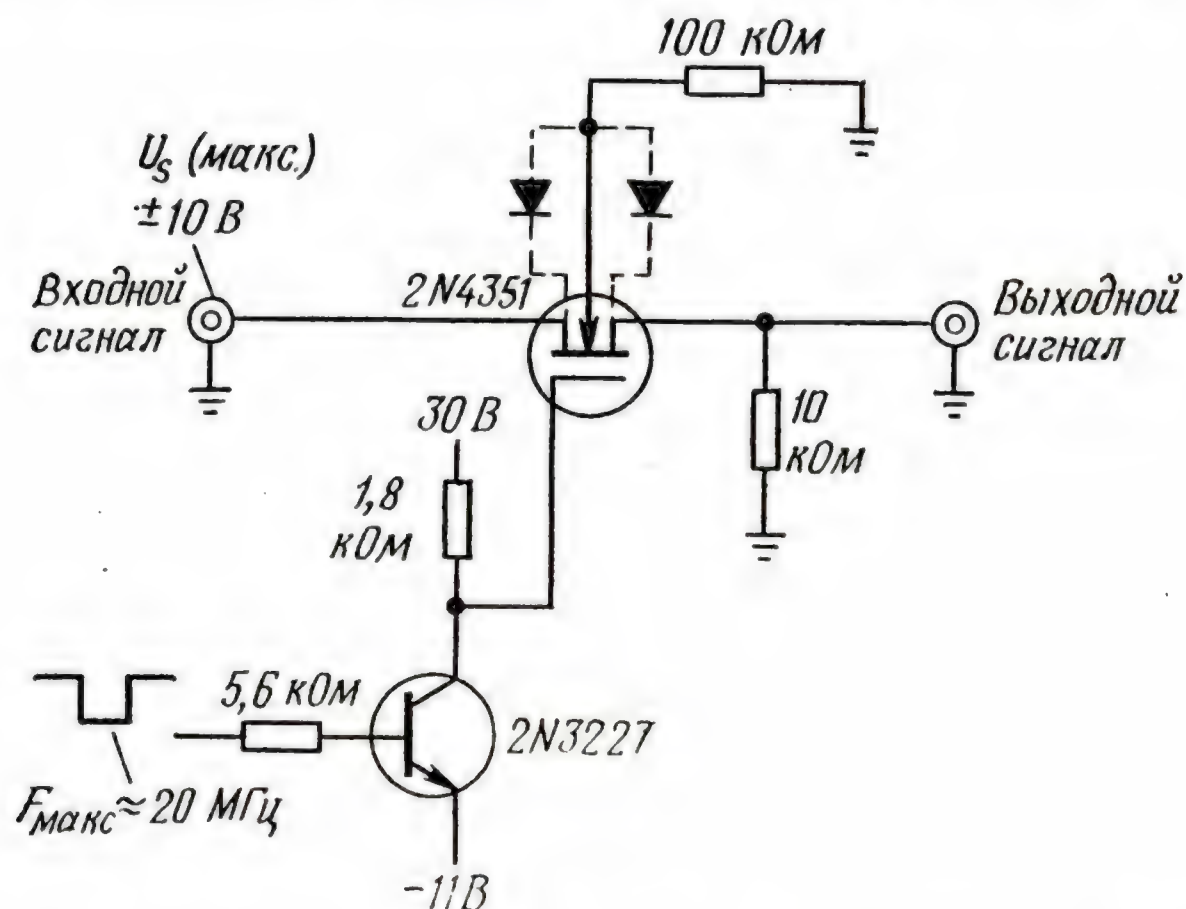


Рис. 6.19. Аналоговый ключ на полевом транзисторе с изолированным затвором для больших напряжений.

случае полевой транзистор с управляющим переходом и n -каналом способен пропускать входные сигналы с частотами вплоть до 20 МГц без заметных искажений или подавления. Показанную на рис. 6.13 схему можно использовать также в качестве аналогового ключа, а не только прерывателя. Такой ключ можно применить для коммутации входных сигналов с напряжением ± 10 В и частотой до 20 МГц без заметных искажений.

Другая аналоговая переключающая схема на полевом транзисторе с изолированным затвором приведена на рис. 6.19. (Эту схему также можно использовать как прерыватель.) Проблема обработки высоких положительных и отрицательных значений входного напряжения решена здесь несколько другим способом, чем в схеме на полевом транзисторе с управляющим переходом (рис. 6.13).

В схеме на полевом транзисторе с изолированным затвором (рис. 6.19) отсутствует проблема, связанная с p — n -пере-

ходом, поскольку затвор в полевом транзисторе изолирован от подложки. При этом нет необходимости в диоде, который подключается к затвору. Однако существуют $p-n$ -переходы подложка — исток и подложка — сток. Эти $p-n$ -переходы ни в коем случае не должны получать смещение в прямом направлении. Один из способов достижения этого заключается в том, чтобы разомкнуть подходящий к подложке проводник

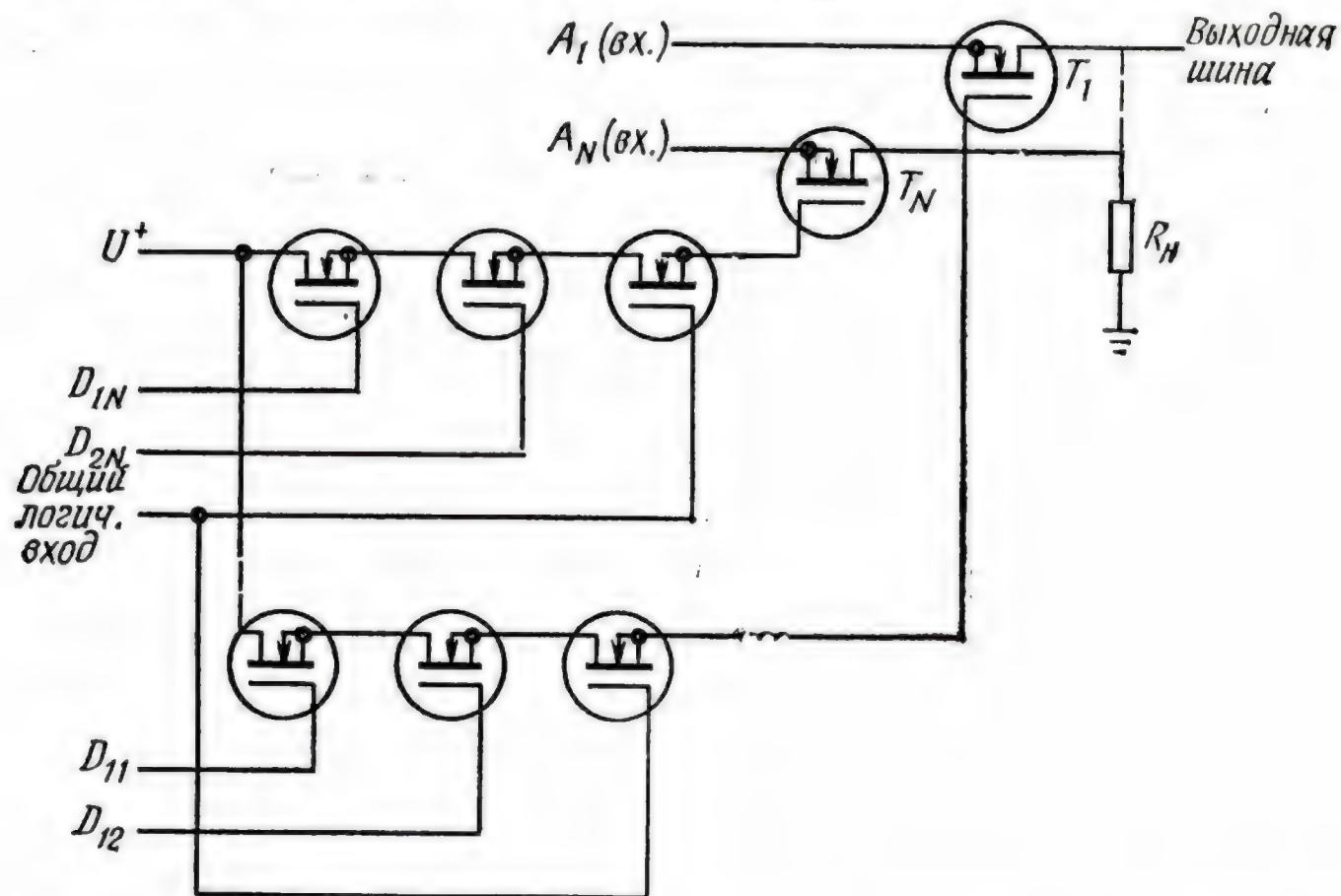


Рис. 6.20. Коммутирующая цепь на полевых транзисторах с изолированным затвором и n -каналом. Ошибка $= (N - 1) I_{DSS} R_H$.

и оставить его в свободном состоянии. Однако поскольку подложка обычно соединена с корпусом транзистора (металлическая упаковка), это приводит к повышенной чувствительности схемы к шумам. Показанная на рис. 6.19 схема отражает наиболее реальный способ решения этой проблемы. Здесь связь между подложкой и истоком производится через диод. В свою очередь подложка подключается к земляной шине через резистор 100 кОм.

Коммутаторы на аналоговых ключах на полевых транзисторах. Аналоговый ключ можно использовать для построения схем коммутаторов, как показано на рис. 6.20. В управляющие цепи затворов последовательно включены трехвходовые стробирующие схемы И. Для включения ключа требуется подать на затвор положительное напряжение. Для этого все три входа схемы И должны иметь «истинное» значение (т. е. положительный потенциал).

Предположим, что необходимо выбрать вход A_N , а синхронизирующий сигнал поступает на общий логический вход. Сигнал D_{1N} представляет собой команду от системы управления на выбор сигнала со входа A_N , а D_{2N} — сигнал готовности выбираемого устройства. При одновременном выполнении всех этих условий ключ T_N включается и сигнал A_N

проходит на выход. Изображенную на рис. 6.20 схему можно преобразовать и для коммутации больших значений входного напряжения.

В этом типе схемы коммутатора, где включается только один канал, ошибка коммутации обусловлена токами утечки других аналоговых ключей на полевых транзисторах. Считая, что у всех ключей ток утечки имеет приблизительно одинаковое значение, приближенное значение ошибки коммутации определяется следующим образом:

$(\text{Число каналов} - 1) \times \text{Ток сток} - \text{исток} \times R_n.$

ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

В этой главе подробно описаны схемы электронного управления. К ним относятся управляемые вентили, тиристоры, КУВ, КУК, триаки, диаки, КОК, КРК, СЧПУВ, СЧКУК, схемы оптической развязки, фазовой регулировки, управления электродвигателем и системы цифрового управления.

7.1. Электронные управляющие приборы

Перед тем как приступить к изучению принципов построения схем управления, проведем обзор электронных управляющих приборов. В системах управления и контрольно-измерительной аппаратуре наиболее широко используются электронные приборы. Одно время эти системы управления строились на основе электровакуумных приборов, а именно диодов, триодов, тиратронов и игнатронов. В настоящее время им на смену пришли полупроводниковые электронные приборы. Например, вместо электровакуумных диодов и триодов используются полупроводниковые диоды и транзисторы. На смену тиратронам и игнатронам пришли полупроводниковые *управляемые* вентили, или *тиристоры*. Тема, посвященная электронным управляющим приборам, достаточно обширная, и ее нельзя полностью охватить в одной книге, тем более в одной главе. Поэтому главное внимание здесь будет уделено основным принципам работы нескольких типов полупроводниковых управляющих приборов.

7.1.1. Управляемые вентили и тиристоры

За некоторым исключением, управляемый вентиль аналогичен обычному диоду. Управляемый вентиль должен «запускаться» или «включаться» внешним напряжением или сигналом. При отсутствии запускающего сигнала сопротивление управляемого вентиля в прямом и обратном направлении велико (отсутствует прохождение тока). При появлении запускающего сигнала сопротивление в прямом направлении падает до нуля и, как в диоде, протекает значительный ток. Сопротивление же обратного направления остается по-прежнему высоким и в нормальном режиме не протекает обратный ток через управляемый вентиль в силовую цепь. До тех

пор пока приложено прямое напряжение, протекает ток в прямом направлении. При исчезновении этого прямого напряжения ток прекращается и управляемый клапан выключается.

На практике используется широкая номенклатура управляемых клапанов. Многие из них в действительности имеют одну и ту же структуру (либо слегка отличающуюся), но выпускаются под различными торговыми наименованиями или обозначениями. Название *тиристор* применимо ко многим типам управляемых клапанов. С технической точки зрения термином тиристор обозначается любой полупроводниковый ключ, использующий $p-n-p-n$ регенеративную обратную связь (разд. 7.1.3). Тиристоры могут иметь два, три или четыре электрода. При построении электронных схем управления используются и однонаправленные и двунаправленные (симметричные) управляемые клапаны и тиристоры.

7.1.2. Кремниевый или полупроводниковый управляемый клапан (КУВ)

Некоторые фирмы-изготовители применяют аббревиатуру КУВ (SCR — silicon controlled rectifier) для обозначения любого типа *полупроводникового управляемого клапана*. Однако она обычно используется для обозначения *кремниевого управляемого клапана*.

Если четыре слоя полупроводникового материала, два из которых p -типа, а два других n -типа, соединены так, как показано на рис. 7.1, а, то такой прибор можно рассматривать как три включенных последовательно диода с чередующейся полярностью включения (рис. 7.1, б). В обратном направлении такой прибор работает как обычный диодный выпрямитель, в прямом же направлении — как комбинированный электронный ключ и последовательный выпрямитель. С помощью этого ключа можно управлять проводимостью прямого направления, т. е. «включать» этот прибор.

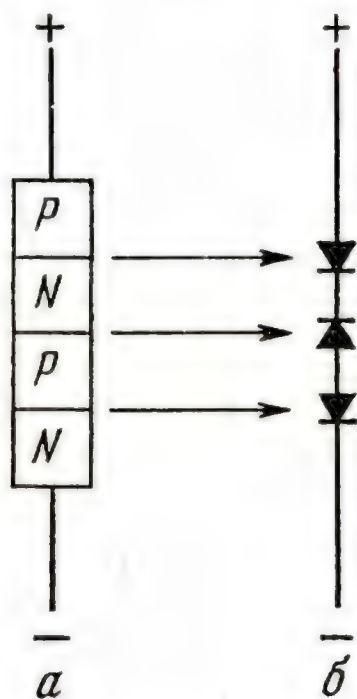


Рис. 7.1. Полупроводниковая структура КУВ и его эквивалентная диодная схема.

На рис. 7.2 представлены схемное обозначение, структура и конструкция типового КУВ. Следует отметить, что имеются две основные структуры КУВ; в одной из них управляющий электрод соединяется с катодом, а в другой — с анодом. Наиболее широкое распространение получило катодное управление. КУВ в основном применяются для управ-

ления переменным током, но могут использоваться для управления и в цепях постоянного тока. В качестве включающего сигнала можно применить или переменное, или постоянное напряжение при условии, что величина этого напряжения достаточна для перевода КУВ во включенное состояние.

Наилучшие характеристики КУВ реализуются в тех случаях, когда в нагрузочной и запускающей цепях используется переменный ток. Управление переменной мощностью,

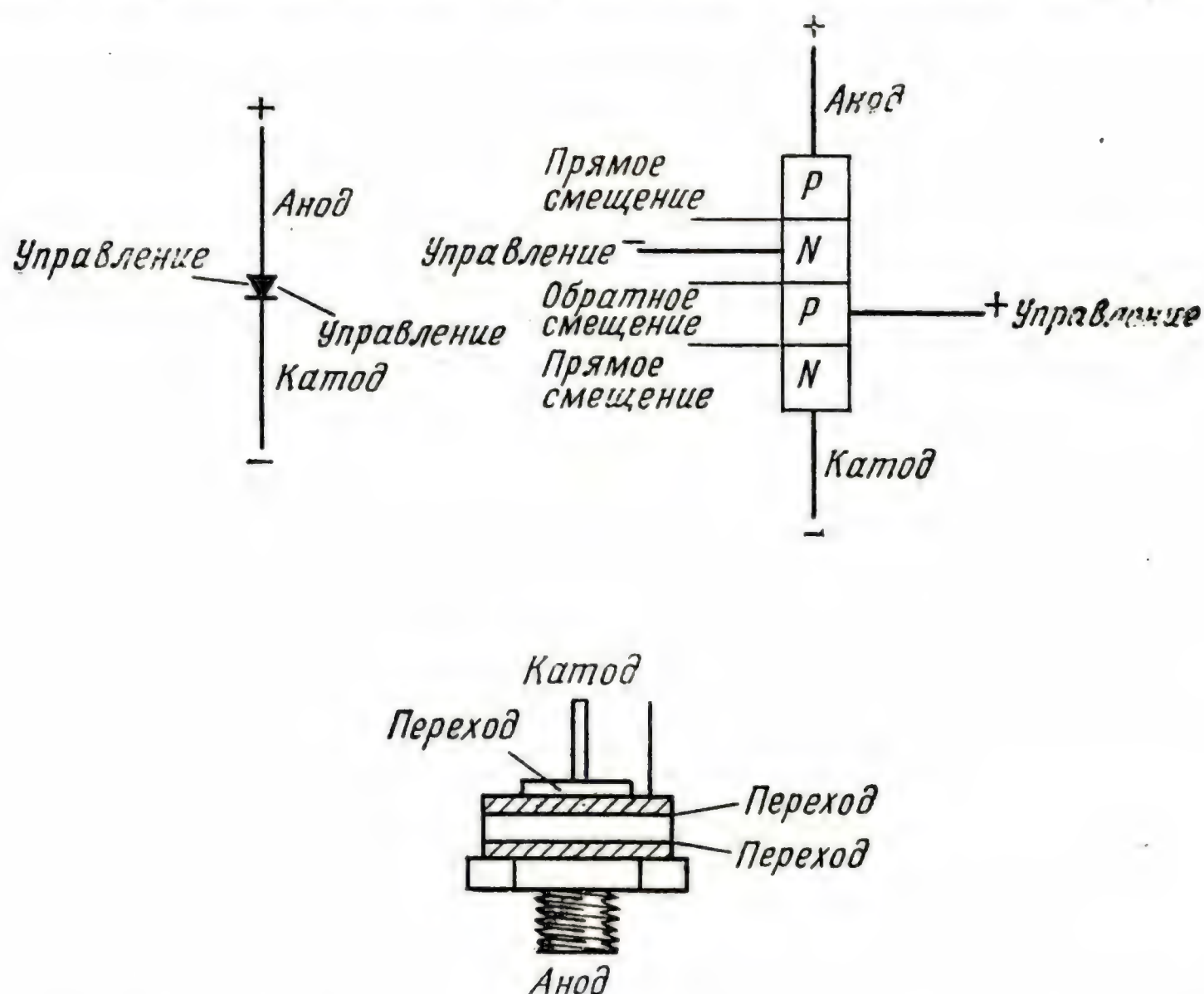


Рис. 7.2. Схемное обозначение, структура и конструкция типового КУВ.

прикладываемой к нагрузке, зависит от *относительной фазы между запускающим сигналом и напряжением на нагрузке*. В режиме проводимости КУВ теряет управляемость, которая восстанавливается благодаря переменному напряжению в нагрузке. Каждое чередование переменного тока через нагрузку приводит к прерыванию проводимости (когда переменное напряжение между циклами спадает до нуля) независимо от полярности запускающего сигнала.

Фазовое соотношение между управляющим сигналом и напряжением на нагрузке. На рис. 7.3 показана работа КУВ при переменных напряжениях в цепи запуска и на нагрузке. Если запускающее напряжение поступает синфазно с мощностью переменного входного сигнала, как изображено на рис. 7.3, б, то КУВ открывается для каждого последовательно поступающего положительного полупериода напряжения на

аноде. Когда сигнал запуска изменяется в положительном направлении одновременно с напряжением на нагрузке или аноде, ток через нагрузку начинает протекать, как только напряжение на ней достигнет значения, соответствующего режиму проводимости. При отрицательном сигнале запуска напряжение на нагрузке также отрицательное и проводимость прекращается. Таким образом, в тех случаях, когда сигнал

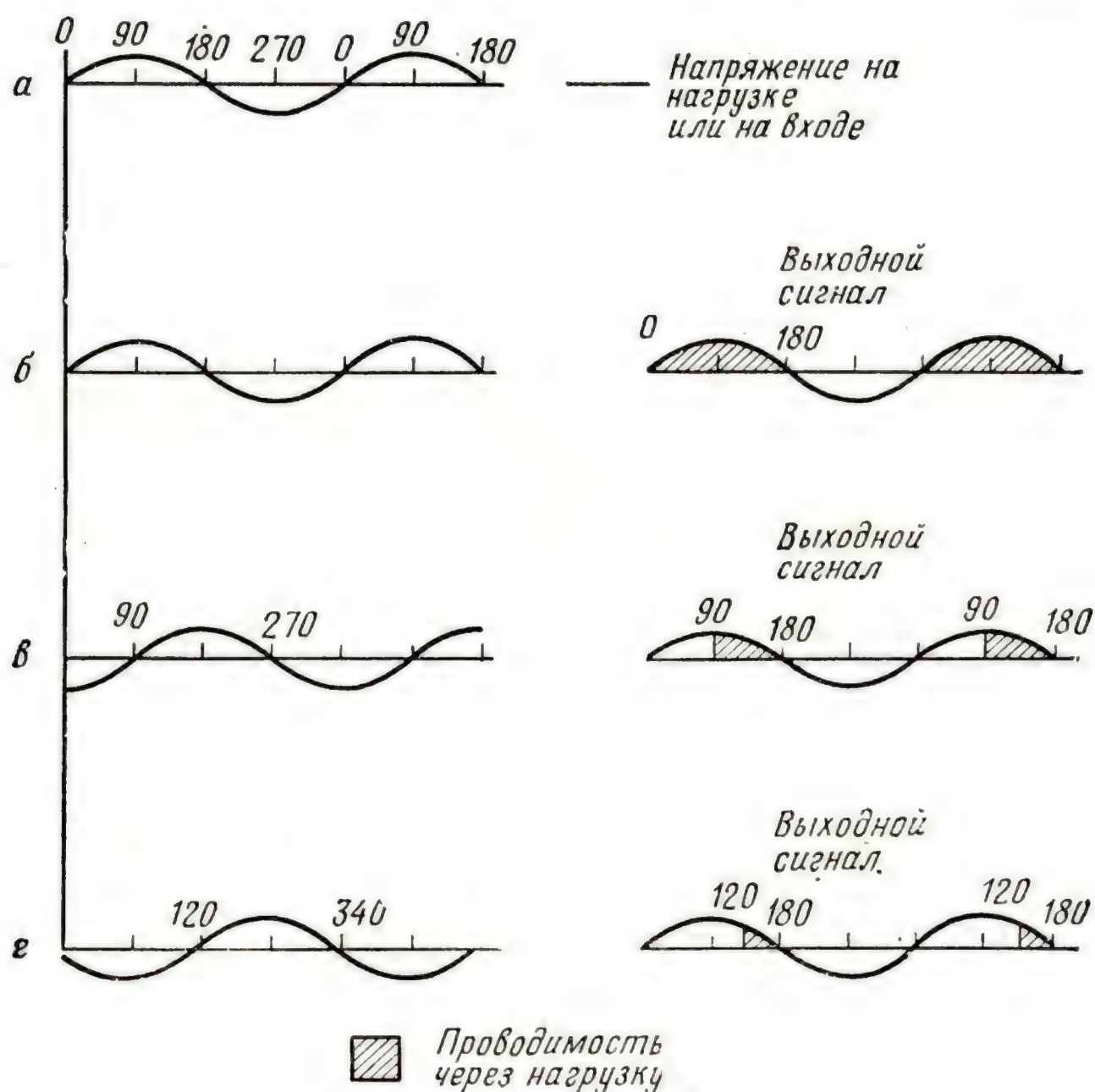


Рис. 7.3. Функционирование КУВ при переменных напряжениях на нагрузке и цепи управления или запуска.

б. — синфазное управление; в. — управление сдвинуто на 90° ; г. — управление сдвинуто на 120° .

запуска синфазен с напряжением на нагрузке, КУВ функционирует как обычный однополупериодный выпрямитель.

При сдвиге фаз между сигналом запуска и напряжением на нагрузке в 90° (скажем, напряжение на нагрузке отстает от напряжения запуска на 90°), как показано на рис. 7.3, в, проводимость через КУВ отсутствует до тех пор, пока напряжение запуска не станет положительным даже при имеющемся на нагрузке положительном напряжении. Когда же напряжение на нагрузке достигает своего нулевого значения, проводимость прекращается, даже если напряжение запуска остается положительным.

При дальнейшем увеличении фазового сдвига между запускающим сигналом и напряжением на нагрузке (рис. 7.3, г)

еще больше сокращается период проводимости и, следовательно, в цепи нагрузки выделяется меньшая мощность. При регулировке фазового сдвига между напряжением на нагрузке и управляющим сигналом имеется возможность варьировать мощность выходного сигнала, даже без изменения амплитуды его напряжения.

7.1.3. Управляемый $p-n-p-n$ -ключ (КУК)

Управляемый $p-n-p-n$ -ключ (часто называется КУК или кремниевый управляемый ключ) по своему функционированию аналогичен КУВ¹⁾. Однако КУК представляет собой прибор типа $p-n-p-n$, где все четыре области полупроводникового материала подключены к соответствующим выводам. На рис. 7.4 представлены схемные обозначения, структура и основная физическая реализация типового КУК. Следует отметить, что существуют два схемных обозначения КУК и оба применяются фирмами-изготовителями. Очень часто КУК используется в качестве КУВ, при этом дополнительный управляющий электрод не подключается.

В некоторых схемах управления КУК удобно рассматривать как последовательно включенные транзистор и диод. Такое включение изображено на рис. 7.5. Если к выводу 4 прикладывается отрицательное напряжение нагрузки при положительном напряжении на выводе 1, то КУК не включится при любых управляющих воздействиях. Однако если напряжение нагрузки становится положительным (вывод 4), а на выводе 1 присутствует отрицательное напряжение, то КУК включается соответственно при положительном напряжении на выводе 2 или отрицательном напряжении на выводе 3.

Выключение КУК можно также осуществить с помощью управляющего сигнала (рис. 7.6). Необходимо отметить, что способ выключения с помощью управляющего сигнала применим только в тех случаях, когда проходящий через КУК ток ниже определенного значения. Часто удобно использовать представление КУК в виде двух транзисторов (со структурами типа $n-p-n$ и $p-n-p$), включение которых показано на рис. 7.7. Оба транзистора соединены таким образом, что выходной сигнал с коллектора $n-p-n$ -транзистора поступает на вход (базу) $p-n-p$ -транзистора и наоборот. При поступлении положительного напряжения запуска на базу $n-p-n$ -транзистора он включается и в его цепи коллектор — эмиттер протекает некоторый ток. Поскольку коллектор $n-p-n$ -транзистора соединен с базой $p-n-p$ -транзистора, то $p-n-p$ -транзистор также включается, а его коллекторный

¹⁾ В отечественной литературе иногда используется термин «тетродный тиристор». — Прим. ред.

выходной сигнал поступает на базу $n-p-n$ -транзистора и добавляется к напряжению запуска.

При этом ток нагрузки протекает через эти два транзистора, т. е. с эмиттера $n-p-n$ -транзистора (или катод выпрямителя) к эмиттеру $p-n-p$ -транзистора (или анод выпрямителя). Ток не прекращается, даже если снимается

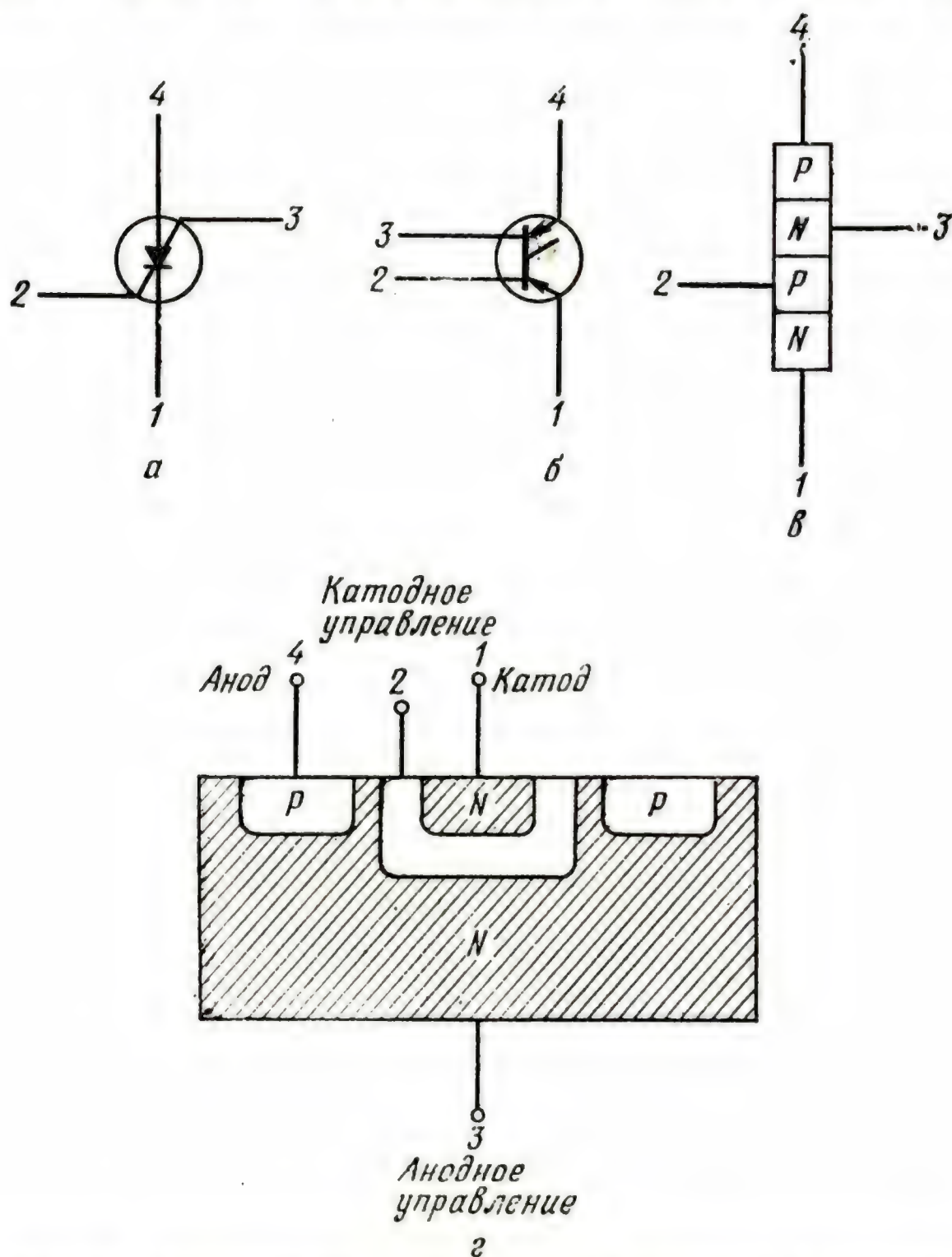


Рис. 7.4. Схемное обозначение, структура и основная физическая реализация типового КУК.

а — схемное обозначение; б — альтернативное схемное обозначение; в — структура; г — физическая реализация.

запускающий сигнал, поскольку протекающий ток поддерживает включенное состояние обоих транзисторов. Аналогичные условия работы можно создать и при отрицательном сигнале запуска, который прикладывается к базе $p-n-p$ -транзистора. При этом $p-n-p$ -транзистор включается, что в свою очередь приводит к включению $n-p-n$ -транзистора и оба транзистора полностью открываются.

В обычных условиях протекающие токи сохраняются до тех пор, пока присутствует напряжение на нагрузке, а в случае переменного тока — пока напряжение между циклами не достигнет нулевого значения. Однако при токе нагрузки ниже

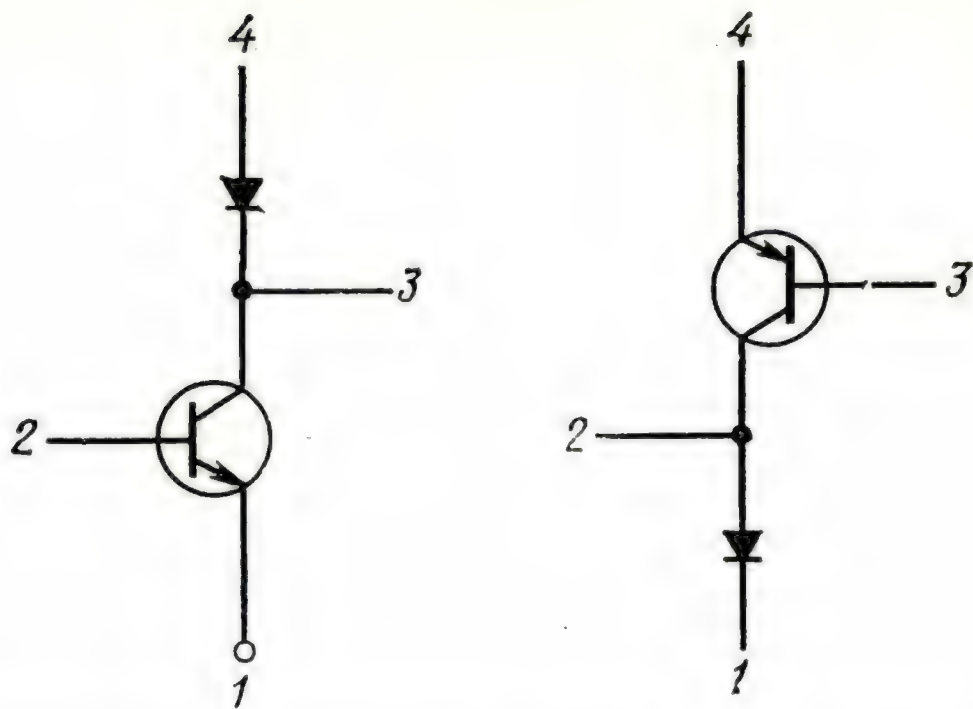


Рис. 7.5. Эквивалентное представление КУК в виде диода и транзистора.

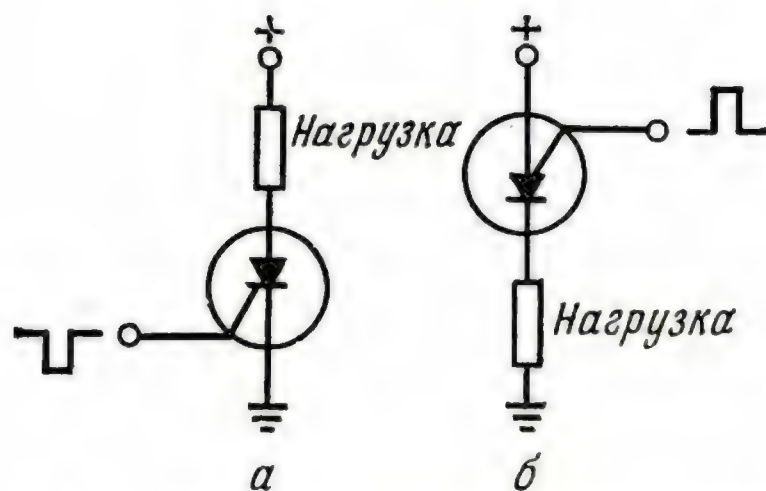


Рис. 7.6. Управление выключением КУК.

a — выключающий импульс при катодном управлении и b — при анодном управлении.

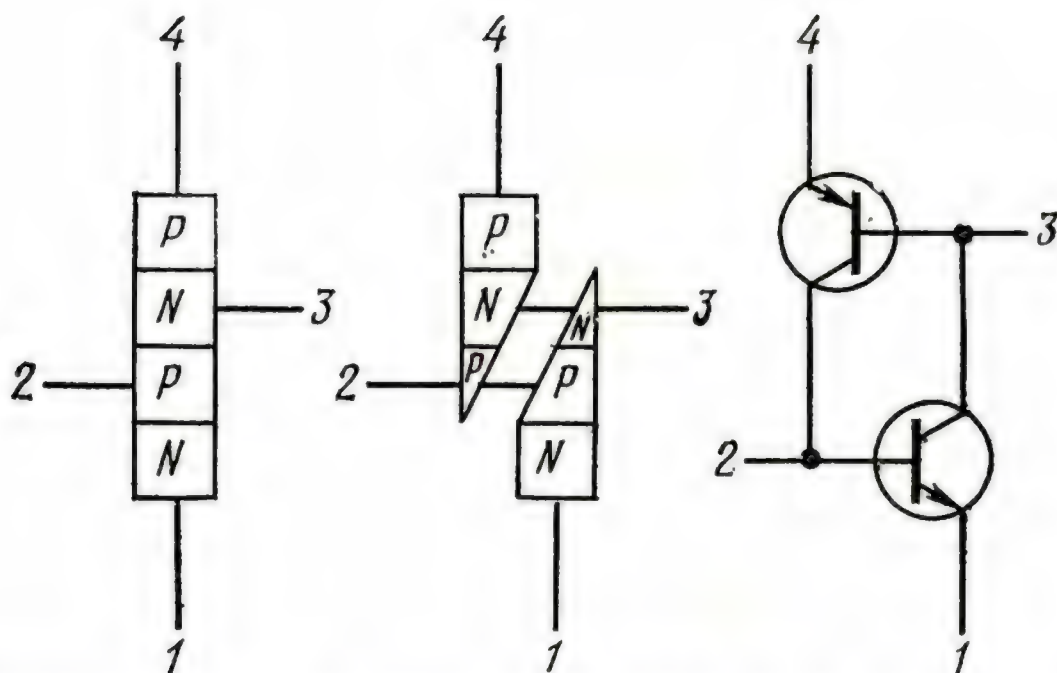


Рис. 7.7. Эквивалентное представление КУК в виде двух транзисторов.

определенного уровня (различного для каждого типа КУК) КУК можно выключить с помощью управляющего напряжения. Например, если на базу $n-p-n$ -транзистора подается отрицательное напряжение запуска, то в цепи эмиттер — коллектор этого транзистора станет протекать меньший ток. В результате этого уменьшается степень включения $p-n-p$ -транзистора и выходной сигнал с его коллектора добавляется к выключающему напряжению запуска, присутствующему на базе $n-p-n$ -транзистора. Этот процесс обратной связи продолжается до тех пор, пока ток через нагрузку полностью не прекратится.

7.1.4. Двухнаправленные триодные и диодные тиристоры

Двухнаправленный триодный тиристор еще принято называть *триаком*. Однако этот термин (который введен фирмой «Дженерал электрик») используется для обозначения триодного полупроводникового переключателя (triod ac semiconductor switch) или трехконтактного ключа. Аналогично КУВ

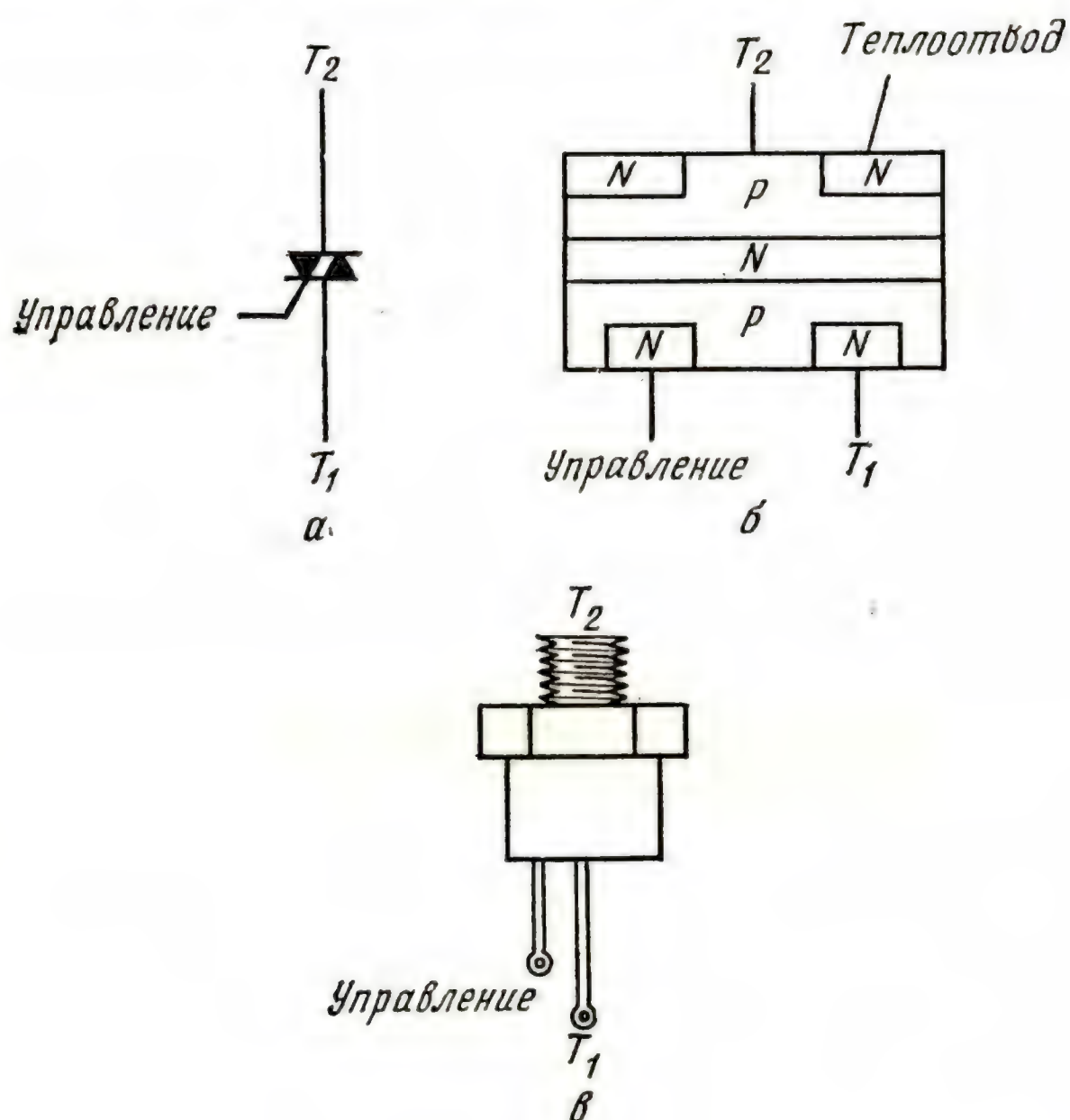


Рис. 7.8. Схемное обозначение (а), структура (б) и внешний вид (в) типового триака.

и КУК триак запускается с помощью управляющего сигнала. Но в отличие от них триак проводит в *обоих направлениях* и, следовательно, наиболее пригоден для реализации управ-

ляющих приборов, работающих в силовых цепях переменного тока (например, для управления двигателями переменного тока). Поскольку КУВ и КУК представляют собой по существу выпрямитель, то два КУВ или КУК можно включить встречно (параллельное или мостовое включение), что позволяет осуществить управление переменным током. (В противном случае происходит выпрямление переменного тока в постоянный.) Такое использование двух или большего числа КУВ или КУК требует (во многих случаях) тщательного выбора подходящих схем управления. Однако в цепях управления силовых цепей переменного тока их можно заменить схемой на триаке.

На рис. 7.8 приведено схемное обозначение и внешний вид триака. Следует отметить, что это обозначение представляет собой по существу комбинацию из двух обозначений КУВ (одно из которых комплементарное). Поскольку триак не производит выпрямления сигнала (во

включенном состоянии, т. е. в проводящем режиме, ток протекает в обоих направлениях), то термины «диод» и «катод» не используются. Вместо этого применяется цифровое обозначение электродов. Вывод T_1 представляет собой опорную точку, относительно которой производится измерение напряжений и токов на управляющих электродах и выводе T_2 . Участок между выводами T_1 и T_2 представляет собой по существу параллельно включенные $p-n-p$ - и $n-p-n$ -ключи.

Аналогично КУК и КУВ можно перевести триак в проводящее состояние при подаче на вывод T_1 и T_2 напряжения «пробоя» или «включения», а также запускающего напряжения. Ток продолжает протекать в одном направлении до тех пор, пока не завершится полупериод переменного напряжения (на выводах T_1 и T_2). Для следующего полупериода ток протекает в противоположном направлении. Триак не проводит на любом полупериоде, если на данном полупериоде отсутствует управляющее напряжение запуска (т. е. не превышает напряжение включения).

Источники сигналов запуска триака. Триак можно запустить от многих источников, таких, как КУК и КУВ. Одним из наиболее широко распространенных источников запускающих сигналов является показанный на рис. 7.9 двунаправленный диодный тиристор (диа́к). Следует отметить, что имеются два их типа: диодные и транзисторные. Двунаправленный диодный тиристор называют *диаком* (diode ac semiconductor device), это название предложено фирмой «Дженерал электрик». Под диаком также подразумевается двусторонний



Рис. 7.9. Схемное обозначение диодного (а) и транзисторного (б) диодов.

триак. Триак можно запустить от многих источников, таких, как КУК и КУВ. Одним из наиболее широко распространенных источников запускающих сигналов является показанный на рис. 7.9 двунаправленный диодный тиристор (диа́к). Следует отметить, что имеются два их типа: диодные и транзисторные. Двунаправленный диодный тиристор называют *диаком* (diode ac semiconductor device), это название предложено фирмой «Дженерал электрик». Под диаком также подразумевается двусторонний

переключающий диод. Независимо от того, какой используется термин, диак можно рассматривать как полупроводниковый прибор, представляющий собой соединенные комплементарным (параллельным) образом два диода, как изображено на рис. 7.9. Анод одного из диодов подключен к катоду другого и наоборот.

Как и в случае обычного диода, в данном случае каждый диод пропускает ток только в одном направлении. Однако эти диоды в диаке не проводят в прямом направлении до тех пор, пока не будет достигнуто определенное напряжение «включения». Например, если применяется диак с напряжением «включения» 3 В, то при использовании его в схеме с напряжениями ниже 3 В диоды представляют собой высокоомные сопротивления (ток через них отсутствует). Когда же напряжение достигает любого значения выше 3 В, оба диода проводят соответственно в их прямых направлениях смещения.

7.1.5. Кремниевые односторонние и двусторонние ключи

На рис. 7.10 приведены схемные обозначения и эквивалентные схемы КОК и КДК. КОК (кремниевый односторон-

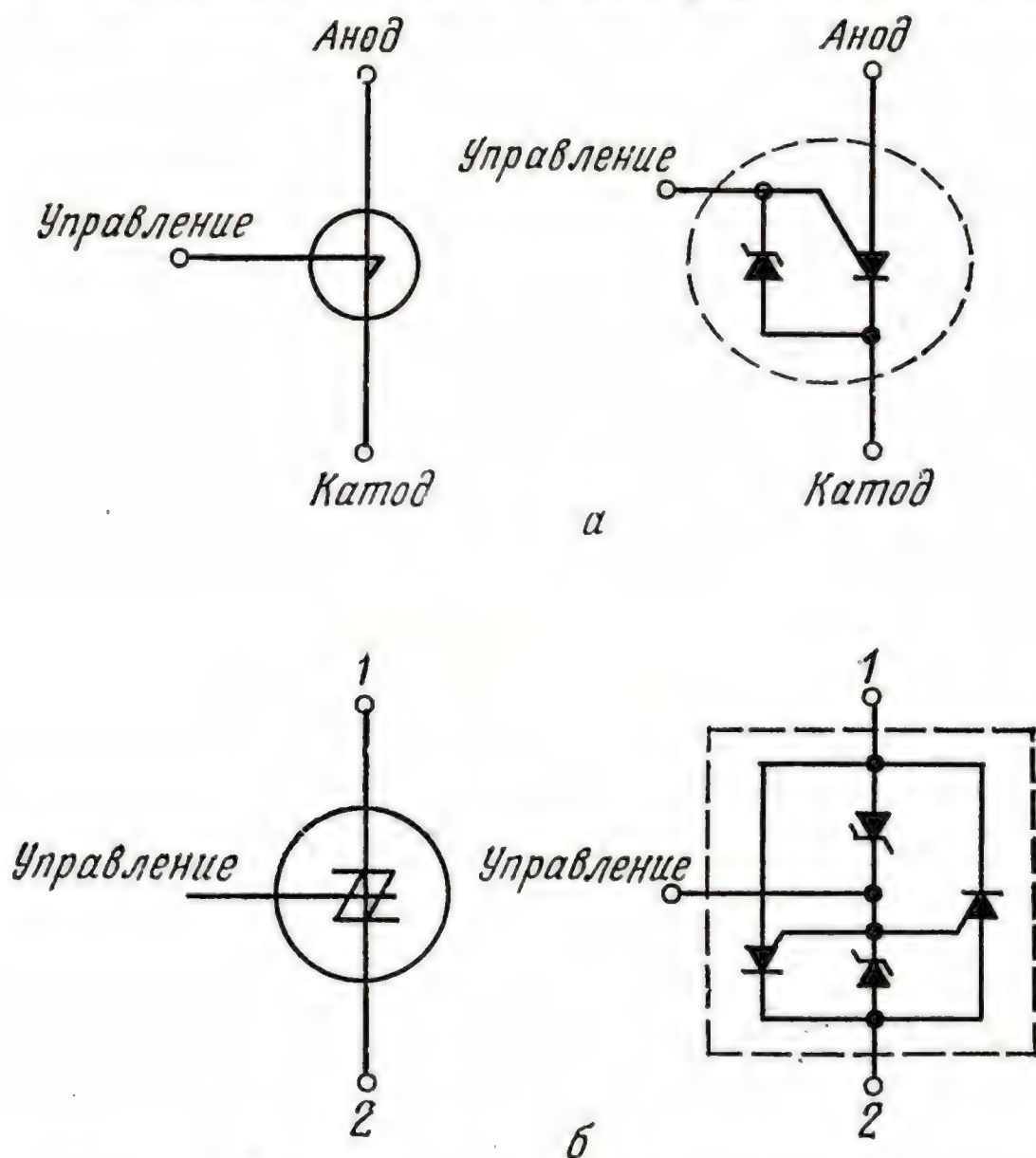


Рис. 7.10. Схемные обозначения и эквивалентные схемы КОК (а) и КДК (б).

ний ключ) представляет собой по существу миниатюрный КУВ с анодным управлением (вместо обычного катодного

управления), а между управляющим электродом и катодом включен встроенный лавинный диод (стабилитрон) с низким значением напряжения. КОК работает аналогично однопереходному транзистору (гл. 8). Однако сам КОК переключает при фиксированном напряжении, которое определяет внутренний стабилитрон, а не доли процента напряжения источника питания. Также, как правило, ток переключения КОК выше, чем у однопереходного транзистора.

КДК (кремниевый двусторонний ключ) представляет собой по существу две идентичных структуры типа КОК, включенные встречно-параллельно. Поскольку для обеих полярностей прикладываемого напряжения КДК представляет собой переключатель, то он, в частности, пригоден для запуска триака при попеременно-поступающих положительных и отрицательных импульсах управления.

7.2. Типовые электронные схемы управления

В следующих разделах приведено описание нескольких основных схем управления, построенных на основе рассмотренных в разд. 7.1 электронных приборов. Следует напомнить, что они представляют только малую часть используемых в настоящее время электронных схем управления.

7.2.1. Принцип фазового управления

Фазовое управление представляет собой процесс быстрого переключения состояний ВКЛ-ВЫКЛ, при котором мощность переменного тока поступает в нагрузку на каждом периоде в определенные регулируемые моменты времени. Это высокоэффективный способ управления средним значением мощности, подводимой к нагрузке, типа электрических ламп, нагревательных приборов и электродвигателей. Регулировка осуществляется путем изменения *фазового угла*, при котором происходит включение тиристора. Тогда в оставшуюся часть полупериода этот управляющий прибор находится в проводящем состоянии. На рис. 7.11 приведены основные способы фазового управления переменного тока.

Наиболее простой способ фазового управления, основанный на однополупериодном управлении, изображен на рис. 7.11, а. В этой схеме для регулировки тока только в одном направлении используется один КУВ. Такая схема применяется с нагрузками, для которых управление мощностью происходит от нулевого до половины максимального значения. Она также полезна в тех случаях, когда в нагрузке требуется (или допускается) протекание постоянной составляющей тока.

Добавление в схему одного неуправляемого вентиля (рис. 7.11, б) обеспечивает поступление мощности в нагрузку

в течение фиксированного полупериода и позволяет осуществлять управление мощностью в пределах от половинного до максимального значения. При использовании двух

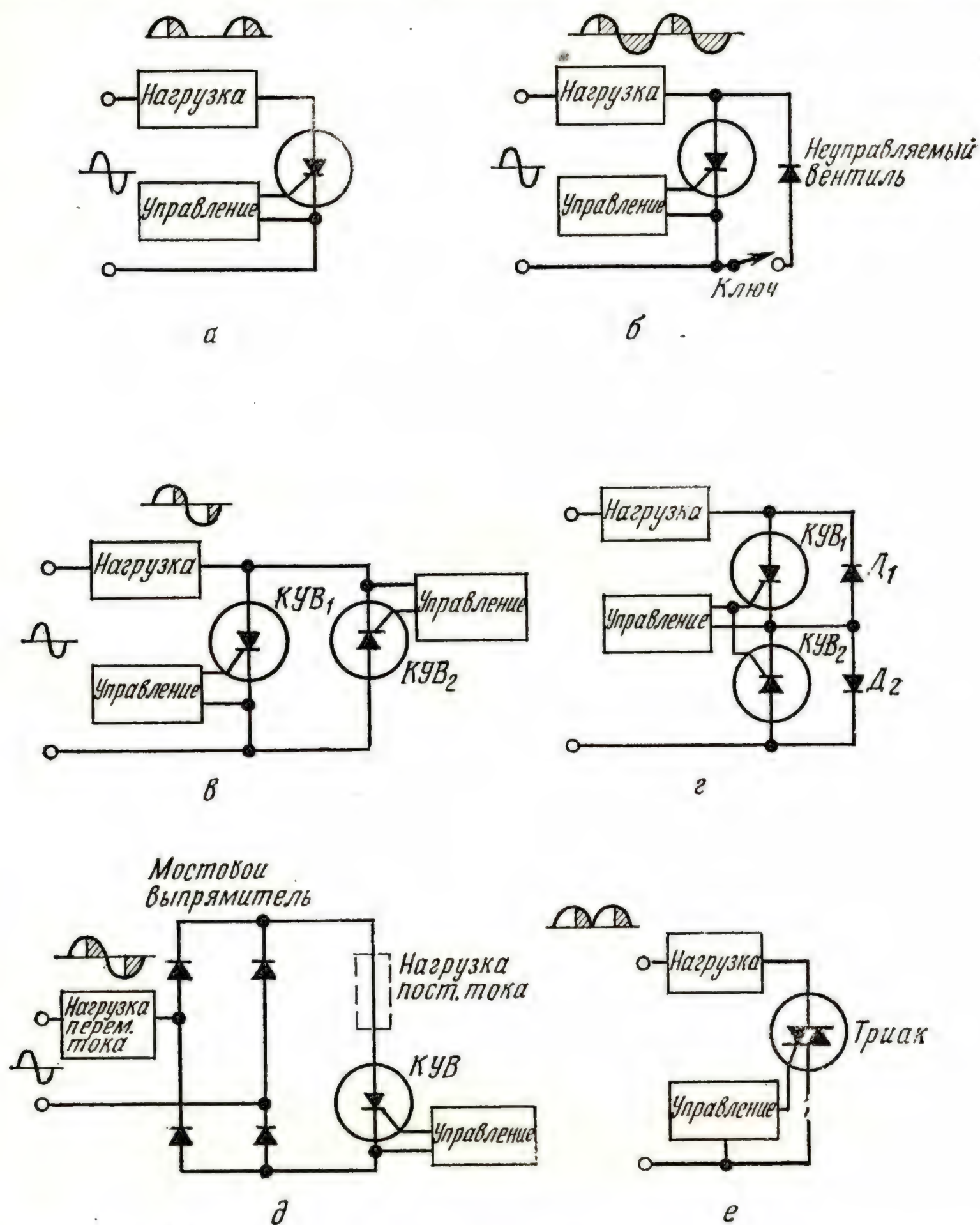


Рис. 7.11. Основные способы фазового управления переменного тока.
 а — однополупериодное управление; б — однополупериодное управление с фиксированным полупериодом; в и г — двухполупериодное управление; д — двухполупериодное управление переменным и постоянным током; е — двухполупериодное управление на триаке.

КУВ (рис. 7.11, в) для управления мощностью от нуля до максимального значения требуется формирование двух управляющих сигналов. В приведенной же на рис. 7.11, г схеме для этого необходим только один управляющий или запускающий сигнал. В наиболее гибкой схеме (рис. 7.11, д)

используется КУВ совместно с мостовым выпрямителем, и она предназначена для управления переменной мощностью или двухполупериодной выпрямленной постоянной мощностью.

Как правило, наиболее простая, эффективная и надежная схема управления в силовых сетях переменного тока реализуется на двунаправленном тиристоре, как изображено на рис. 7.11, е. Она обеспечивает двухполупериодное управление в обоих направлениях при использовании только одного отпирающего импульса или триггерной схемы (часто диака). Вследствие этих причин в наиболее популярных схемах управления переменной мощностью применяется сочетание триак — диак.

7.2.2. Основные схемы управления тиристорами при фазовом управлении

В большинстве схем управления фазовой регулировкой используется некоторая разновидность релаксационного генератора (гл. 4). Поскольку релаксационные генераторы представляют собой *схемы регулируемой задержки*, то можно обеспечить их синхронную работу с источником питания для реализации соответствующего фазового управления. При этом их временные циклы работы (периоды) должны начинаться одновременно с каждым полупериодом источника. Обычно это осуществляется путем подачи напряжения от питающей сети на вход самого генератора.

На рис. 7.12 изображены исходные однополупериодная и двухполупериодная схемы с фазовым управлением. В любой из этих схем нагрузка, управляющий и запускающий приборы запитываются от одного источника. На полупериодах переменного напряжения сети происходит заряд конденсатора C через регулируемый резистор R . В однополупериодной схеме конденсатор C заряжается однажды для каждой половины цикла или полупериода. В двухполупериодной же схеме его заряд происходит на обоих полупериодах каждого цикла. Когда конденсатор C заряжается до определенного напряжения, включается запускающий прибор; при этом выдается отпирающий сигнал на управляющий прибор. Таким образом, производится переключение управляющего прибора и в оставшуюся часть полупериода мощность прикладывается к нагрузке.

Время, требуемое для заряда конденсатора C до точки включения, регулируется резистором R . Оно в свою очередь определяет ту часть полупериода, в течение которого управляющий прибор находится во включенном состоянии, и, следовательно, величину прикладываемой к нагрузке мощности. Например, предположим, что резистор R отрегулирован на свое минимальное значение. При этом заряд конденсатора C

происходит быстро, что приводит к раннему включению как запускающего, так и управляющего приборов, т. е. в самом начале данного полупериода. Следовательно, в нагрузке выделяется максимальная мощность. При максимальном значении резистора R заряд конденсатора C происходит медленно, что вызывает позднее включение этих приборов; при

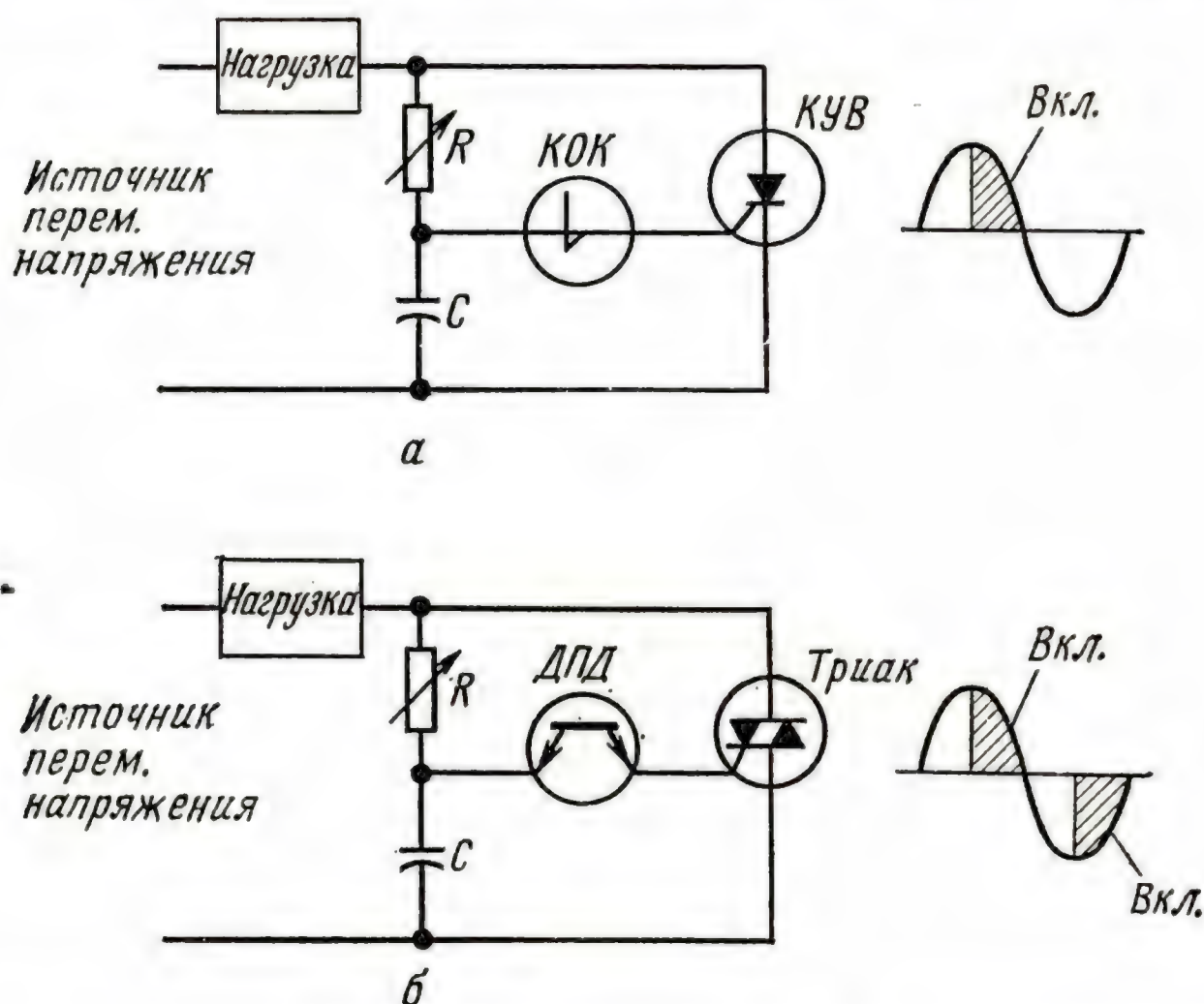


Рис. 7.12. Основные однополупериодная (а) и двухполупериодная (б) схемы с фазовым управлением. ДПД — диак.

этом в нагрузку поступает минимальная мощность. Следует отметить, что выключение и запускающего, и управляющего приборов происходит при прохождении через нуль напряжения сети.

7.2.3. Схемы статических ключей

Применение электронных управляющих приборов не ограничено только реализацией фазового управления. В самом деле почти любая статическая функция переключения, выполняемая иным способом на механических и электромеханических ключах, может быть реализована с помощью схем электронного управления. В следующих разделах описаны два соответствующих примера.

Электронные бесконтактные ключи. На рис. 7.13 изображена классическая схема электронного бесконтактного ключа. Такая схема в основном используется в лифтовом оборудовании (как для надежного управления дверьми, так и нажатия на пол кабины), для управления дверьми универмагов, в мониторах банковской службы, в исполнительных механиз-

мах расхода жидкости и в счетных системах ленточных транспортеров.

Конденсатор C_1 , резисторы R_1/R_2 и пластина сенсорного «конденсатора» C_2 образуют делитель напряжения сети переменного напряжения. Само напряжение на конденсаторе C_1 зависит от отношения емкостей конденсаторов C_1/C_2 и значения напряжения источника питания. В свою очередь

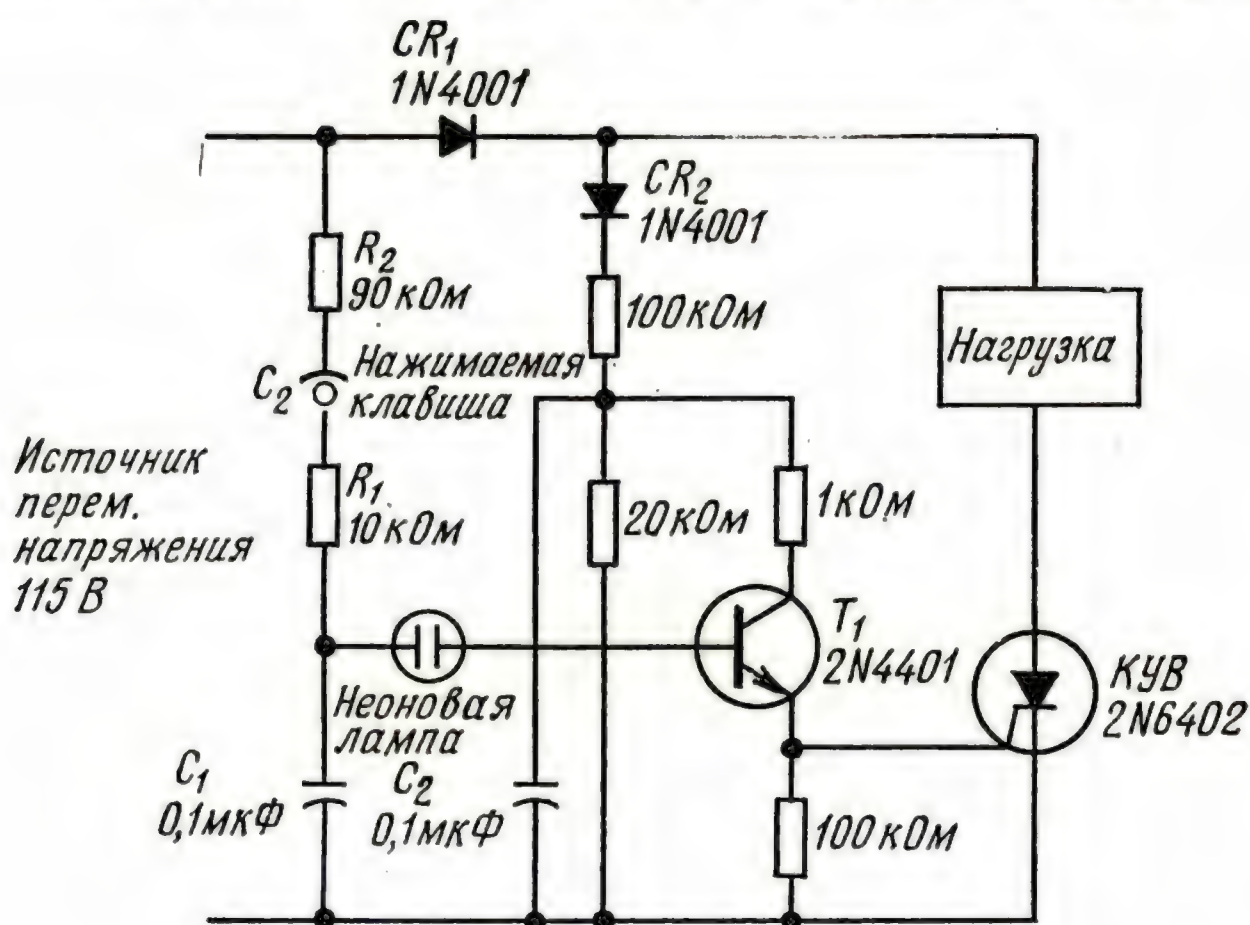


Рис. 7.13. Схема электронного бесконтактного ключа.

емкость конденсатора C_2 зависит от расстояния между пластиной сенсора и любого умеренного проходящего и заземленного объекта (металлы, тело человека и т. д.). Как только напряжение на конденсаторе C_1 превысит напряжение зажигания неоновой лампы, начинается разряд конденсаторов C_1 и C_2 через базу и эмиттер транзистора T_1 . Этот ток разряда усиливается транзистором T_1 и происходит подключение нагрузки через КУВ.

В нагрузку поступает энергия до тех пор, пока есть касание с платой сенсора или «клавишей». Когда прикосновения к этой клавише нет, с нагрузки снимается напряжение. Работу клавиши с фиксацией можно обеспечить с помощью замены закорачивания диода CR_1 (так, чтобы сам КУВ оставался открытым на обоих полупериодах). В исходное положение эту схему можно перевести путем прикосновения к вспомогательному контакту, включенному последовательно с КУВ.

Электронное управление нагревателем. Для контроля изменения температуры обычно используется ртутный стеклянный термометр. Этот же способ можно применить и для реализации основного элемента управления электрическим нагревателем термостата. Один из недостатков стеклянного

ртутного датчика — малая нагрузочная способность по току (в типовом случае не более 1 мА). Этот ток явно недостаточен для управления электронагревателем (для его включения и выключения). Приведенная на рис. 7.14 схема позволяет решить эту задачу. Здесь КУВ используется для усиления тока ртутного термостата и подведения мощного тока к электронагревателю.

При открытом термостате (низкая температура) конденсатор C присутствует в схеме и заряжается на каждом полупериоде переменной мощности. Это приводит к запуску КУВ

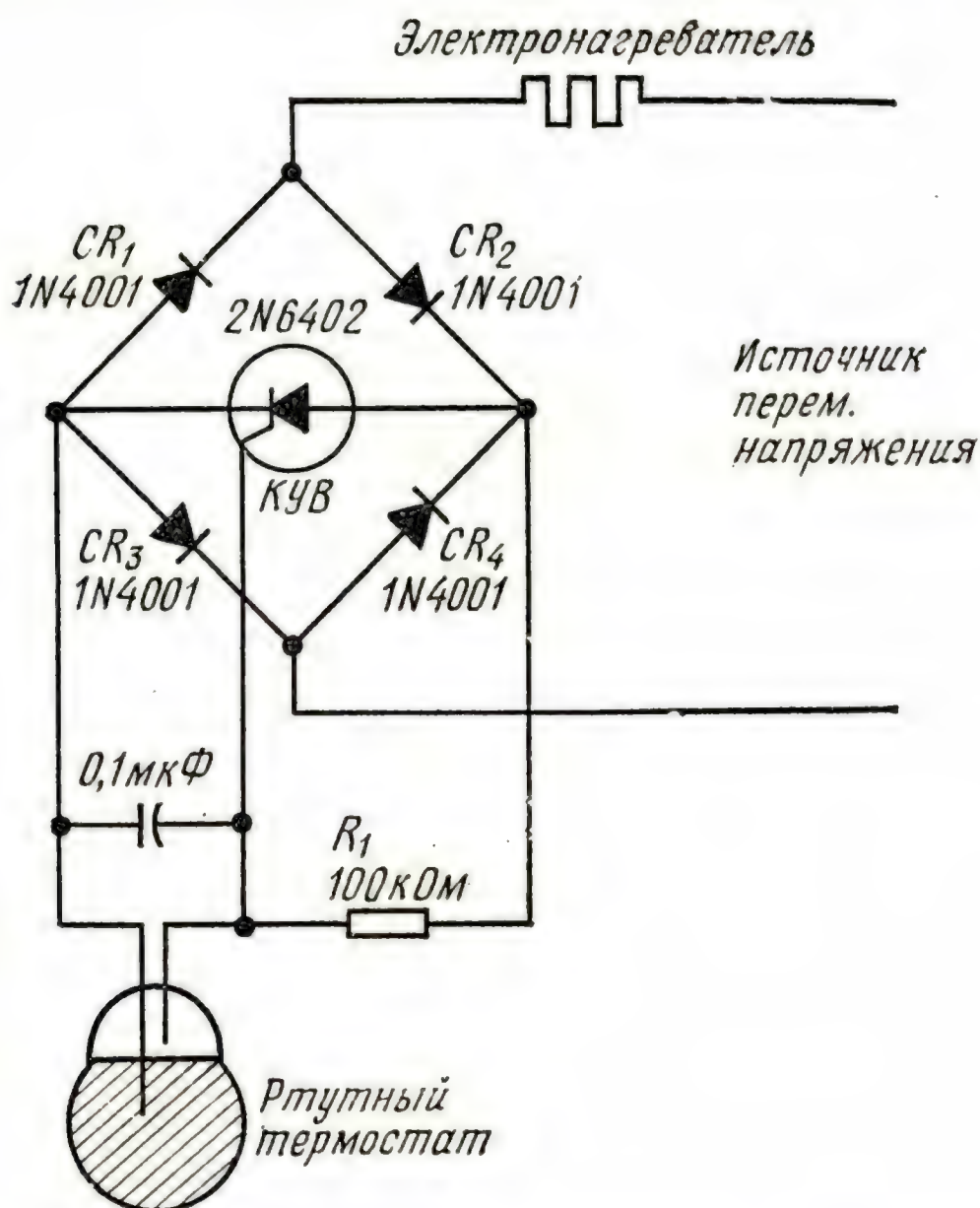


Рис. 7.14. Схема электронного управления электронагревателем.

на каждом полупериоде, в результате чего к электронагревателю поступает мощность. При закрытом термостате (высокая температура) происходит закорачивание конденсатора C и он соответственно не может более заряжаться. При этом отсутствует сигнал запуска на КУВ и электронагреватель выключается.

7.2.4. Схемы электронного управления скоростью двигателей

Одна из наиболее широко распространенных схем электронного управления предназначена для фазового управления скоростью электродвигателя. Существует много разновидностей схем управления электродвигателем, поэтому здесь

рассматриваются только основные. Основная проблема управления скоростью электродвигателя — выделить информацию о его скорости и затем сформировать сигнал обратной связи, компенсирующий все изменения скорости. При возрастании скорости электродвигателя (вследствие изменения нагрузки или напряжения источника питания) сигнал обратной связи будет тормозить его и наоборот.

В универсальных электродвигателях постоянного тока скорость обычно связана с противо-э. д. с. (противоэлектродвижущей силой), вырабатываемой во включенном состоянии КУВ. В случае электродвигателей с параллельным возбуждением и постоянным магнитом противо-э. д. с. прямо пропорциональна его скорости. При увеличении скорости одновременно возрастает и противо-э. д. с. и наоборот. Таким образом, скоростью электродвигателя можно управлять, сравнивая противо-э. д. с. с регулируемым напряжением и используя результат этого сравнения для задания времени включения КУВ. Для электродвигателей с последовательным возбуждением сама противо-э. д. с. почти пропорциональна скорости, так что можно использовать тот же самый принцип.

В асинхронных электродвигателях переменного тока информацию о скорости можно получить с помощью *тахометра-генератора*. При увеличении скорости электродвигателя происходит увеличение выходного напряжения тахометра и наоборот. Этот сигнал обратной связи с тахометра воздействует на время включения КУВ.

Управление скоростью универсального электродвигателя постоянного тока. На рис. 7.15 приведена основная схема управления скоростью универсального электродвигателя постоянного тока, выполненная на КУВ. Работа этой схемы фазового управления основана на сравнении напряжения противо-э. д. с. электродвигателя и опорного напряжения (которое выпрямляется диодом CR_2 и задается с помощью регулировки резистора R_2).

Когда противо-э. д. с. превышает опорное напряжение (двигатель вращается быстрее выбранной скорости), диод CR_1 смещен в обратном направлении (его катод более положителен, чем анод) и не происходит запуска КУВ, следовательно, мощность к электродвигателю не поступает. При замедлении скорости электродвигателя также спадает напряжение противо-э. д. с., и если оно становится меньше опорного напряжения, то смещение на диоде CR_1 становится положительным (анод более положителен), происходит запуск КУВ и на электродвигатель поступает соответствующая мощность. Путем регулировки значения этого опорного напряжения (настройка резистора R_2) можно воздействовать на скорость электродвигателя.

Управление асинхронным электродвигателем. На рис. 7.16 изображена основная схема управления электродвигателями

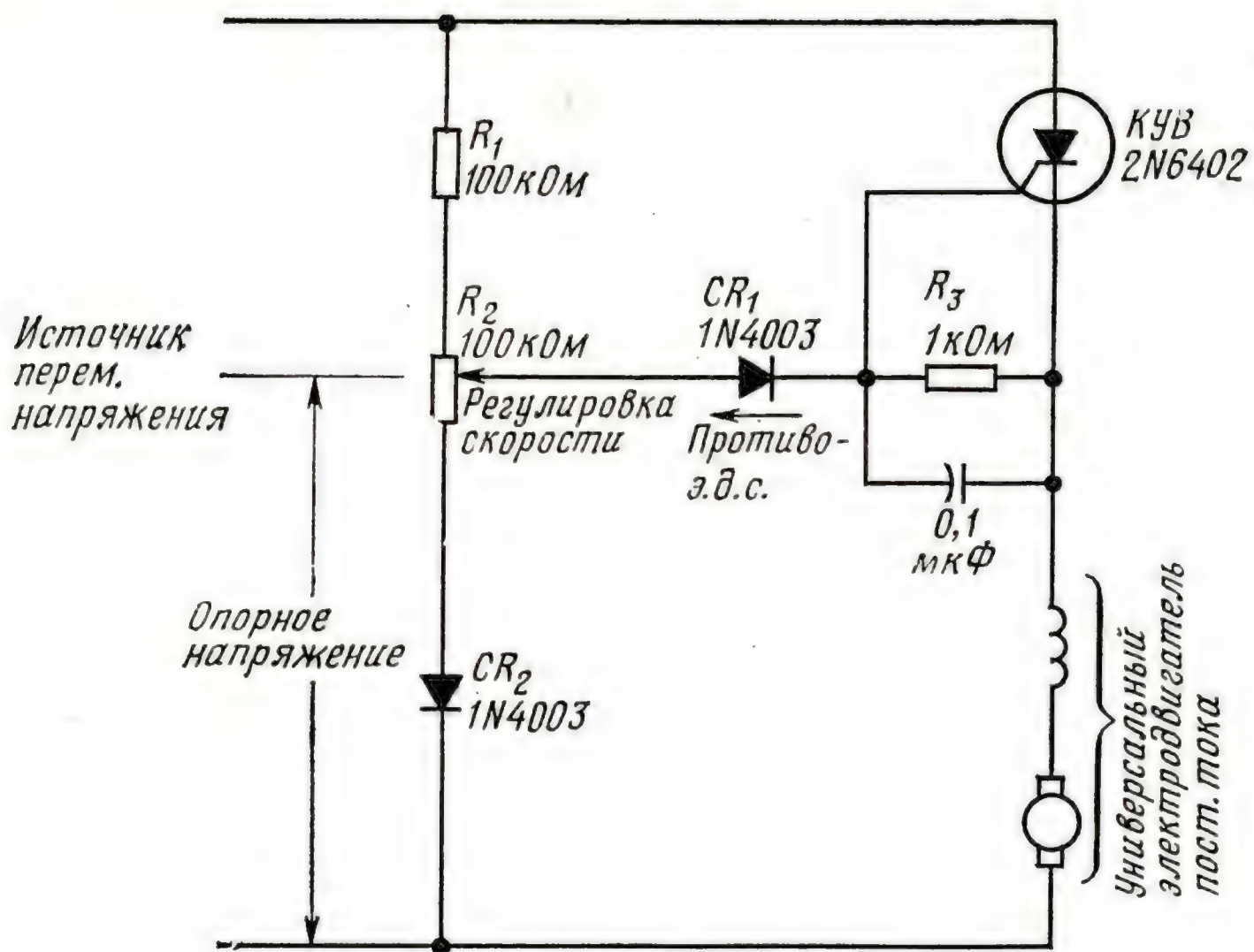


Рис. 7.15. Основная схема регулировки скоростью универсального электродвигателя постоянного тока.

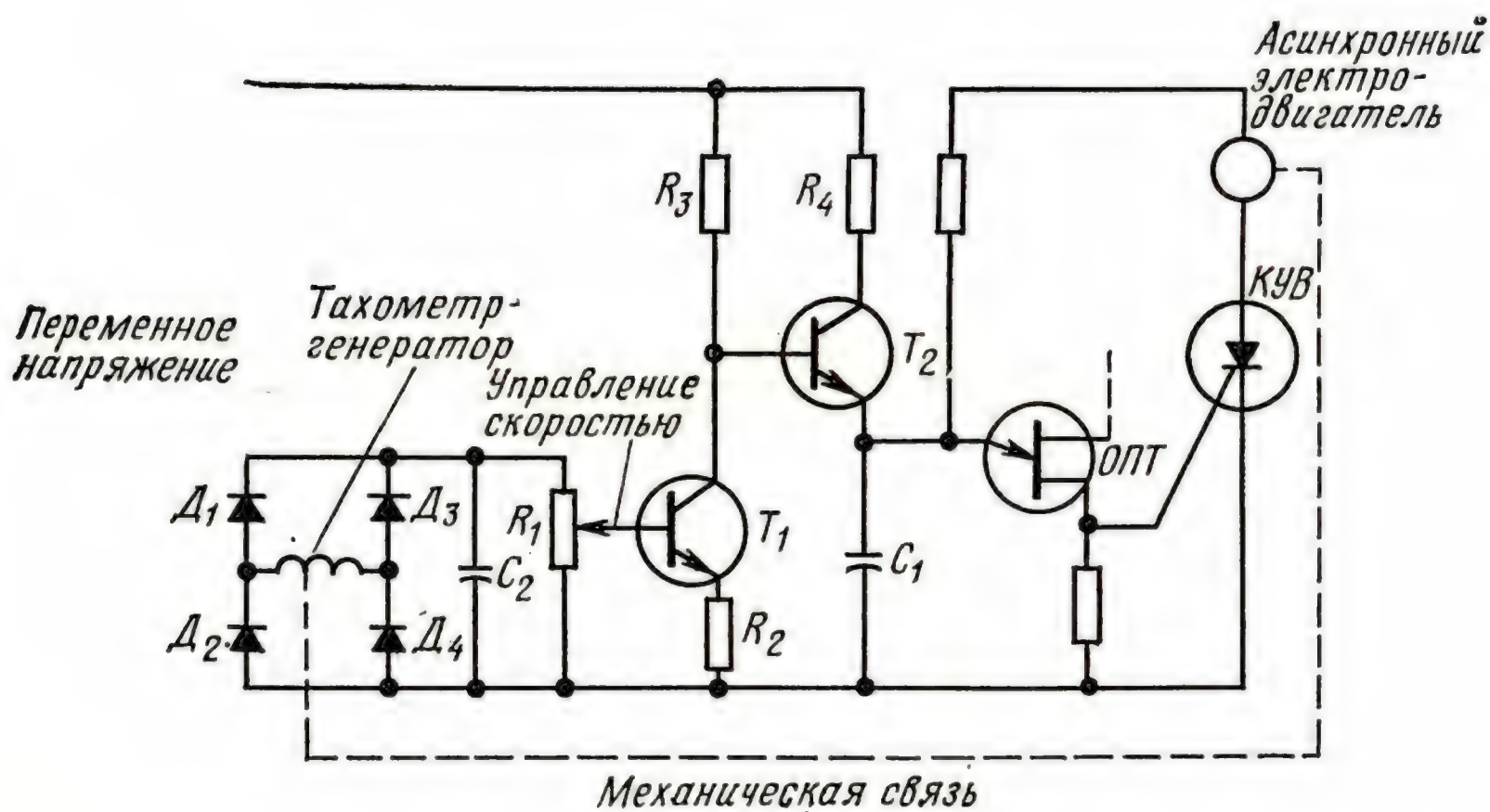


Рис. 7.16. Управление скоростью асинхронного электродвигателя.

переменного тока с помощью связанного с электродвигателем тахометра-генератора. Выходной сигнал тахометра-генератора (или сигнал обратной связи) выпрямляется на диодах $D_1—D_4$ и через резистор R_1 поступает на усилительный транзистор T_1 . Этот сигнал обратной связи инвертируется на транзисторе и используется для заряда конденсатора C_1 через транзистор T_2 . Заряд на конденсаторе C_1 определяет время включения КУВ.

При возрастании скорости электродвигателя тахометр-генератор вырабатывает большее выходное напряжение, которое затем выпрямляется с помощью диодов в положительное постоянное напряжение. Положительное выходное напряжение инвертируется на транзисторе T_1 в отрицательное напряжение, которое заряжает конденсатор C_1 до меньшего значения. При этом КУВ запускается в более позднее время и скорость электродвигателя замедляется. Заряд конденсатора C_1 (и, следовательно, скорость электродвигателя) также можно устанавливать путем регулировки резистора R_1 .

7.3. Управляющие фотоприборы

Существует много типов приборов, пригодных для преобразования световой или лучистой энергии в электрическую мощность. Когда на этом принципе строятся электронные управляющие приборы, они часто называются *светочувствительными полупроводниками* (СЧП). При попадании светового потока на кремниевый прибор происходит возрастание протекающего через него тока. В управляющих приборах типа $p—n—p—n$, таких, как КУВ и КУК, такое увеличение тока выступает как сигнал запуска, включающий данный прибор. Наиболее широко распространенными СЧП-приборами являются фототиристор (светочувствительный КУВ или кремниевый тиристор, включаемый излучением), тетродный фототиристор (светочувствительный КУК) и оптопара (или светочувствительный ключ).

Кроме того, во включаемых светом управляющих схемах применяются *фотоэлементы*, *фототранзисторы* и *фотоструктуры Дарлингтона*.

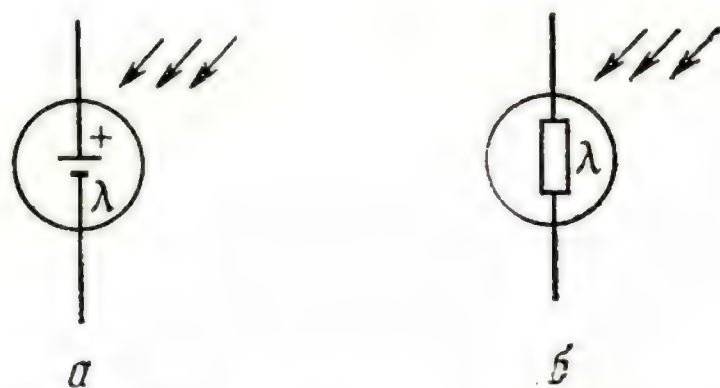


Рис. 7.17. Условные обозначения фотоэлементов.

а — фотогальванический; б — фотопроводящий.

7.3.1. Принцип действия фотоэлементов

Существуют два типа фотоэлементов, а именно *фотогальванические* и *фотопроводящие*.

На рис. 7.17 приведены схемные обозначения фотоэлементов. Фотогальванические элементы вырабатывают выходное

напряжение и ток при попадании на них светового потока. Вследствие этого фотогальванические элементы часто называются *солнечными батареями* или *солнечными элементами*. *Фотопроводящие* элементы иногда называют *светочувствительными резисторами*, поскольку они работают подобно резистору, т. е. не вырабатывают сами выходного сигнала. Вместо этого фотопроводящие элементы действуют как сопротивление, меняющее свое значение при попадании на них света, и следовательно, вызывают изменение величины проходящего через схему тока.

7.3.2. Фототиристоры

Схемные обозначения и конструкция триодного и тетродного фототиристоров приведены на рис. 7.18. Следует отметить, что стрелка указывает поступающую на кремниевую

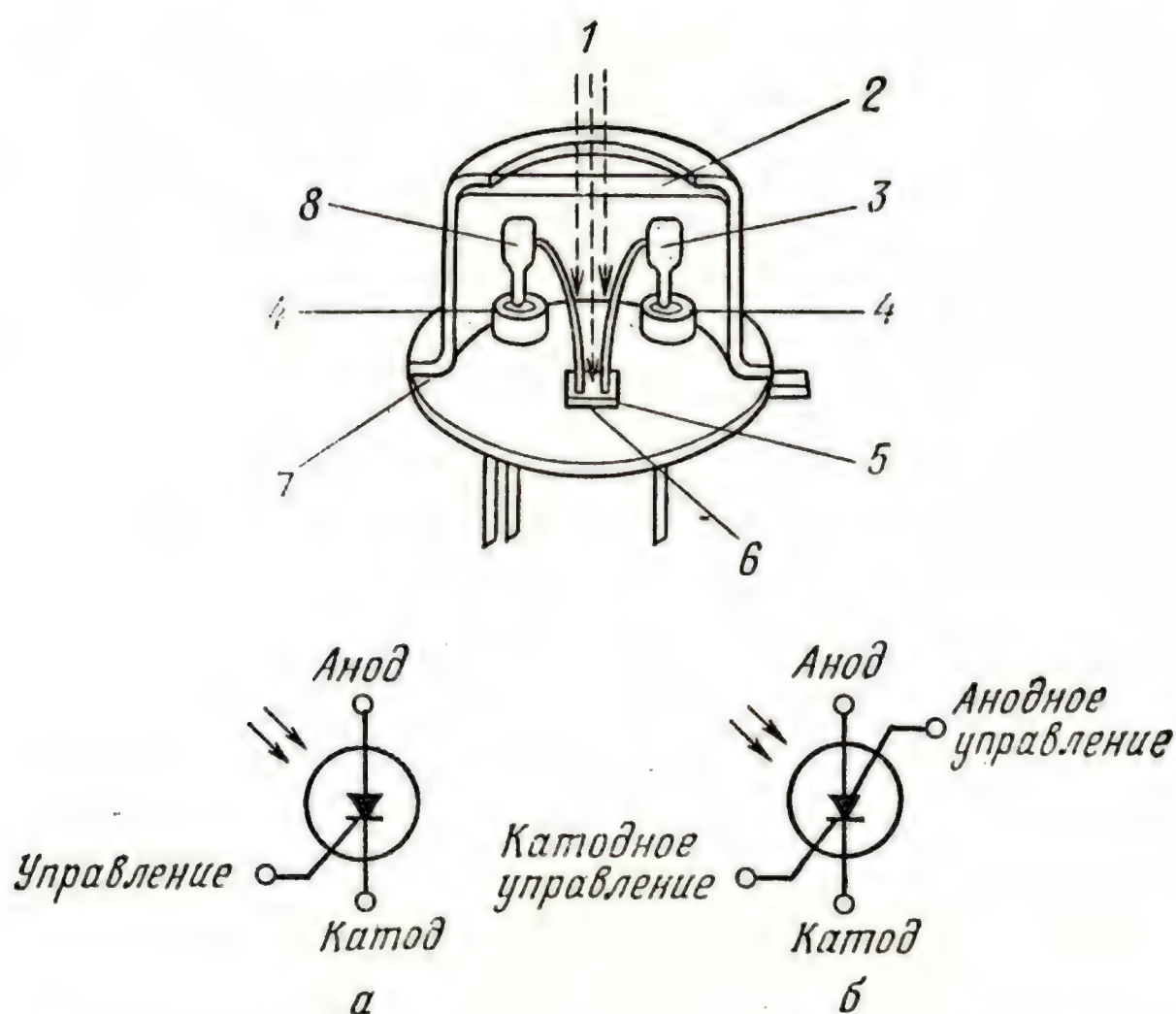


Рис. 7.18. Конструкция и схемные обозначения фототиристоров: триодного (а) и тетродного (б).

1 — световой поток; 2 — стеклянное окошко; 3 — вывод катода; 4 — герметичный спай; 5 — кремниевая таблетка; 6 — светочувствительная площадь; 7 — сварное уплотнение; 8 — вывод управления.

пластинку световую или лучистую энергию. Оба прибора функционируют аналогичным образом и имеют сходные характеристики с соответствующими КУВ и КУК, за исключением того, что в верхней части их корпуса сделано стеклянное окошко. В типовой схеме включения управляющий или запускающий электрод подключается к фиксированному напряжению. КУВ или КУК запускаются при попадании света через окошко на площадь кремниевой пластинки.

7.3.3. Оптопары

На рис. 7.19 показан типовой возбуждаемый световым потоком ключ, или оптопара. При экспонировании фотоэлемента очень мощным световым потоком его внутреннее сопротивление падает до нуля (или близко к нулю). Это аналогично закорачиванию контактов ключа. При экранировании фотоэлемента его внутреннее сопротивление возрастает до

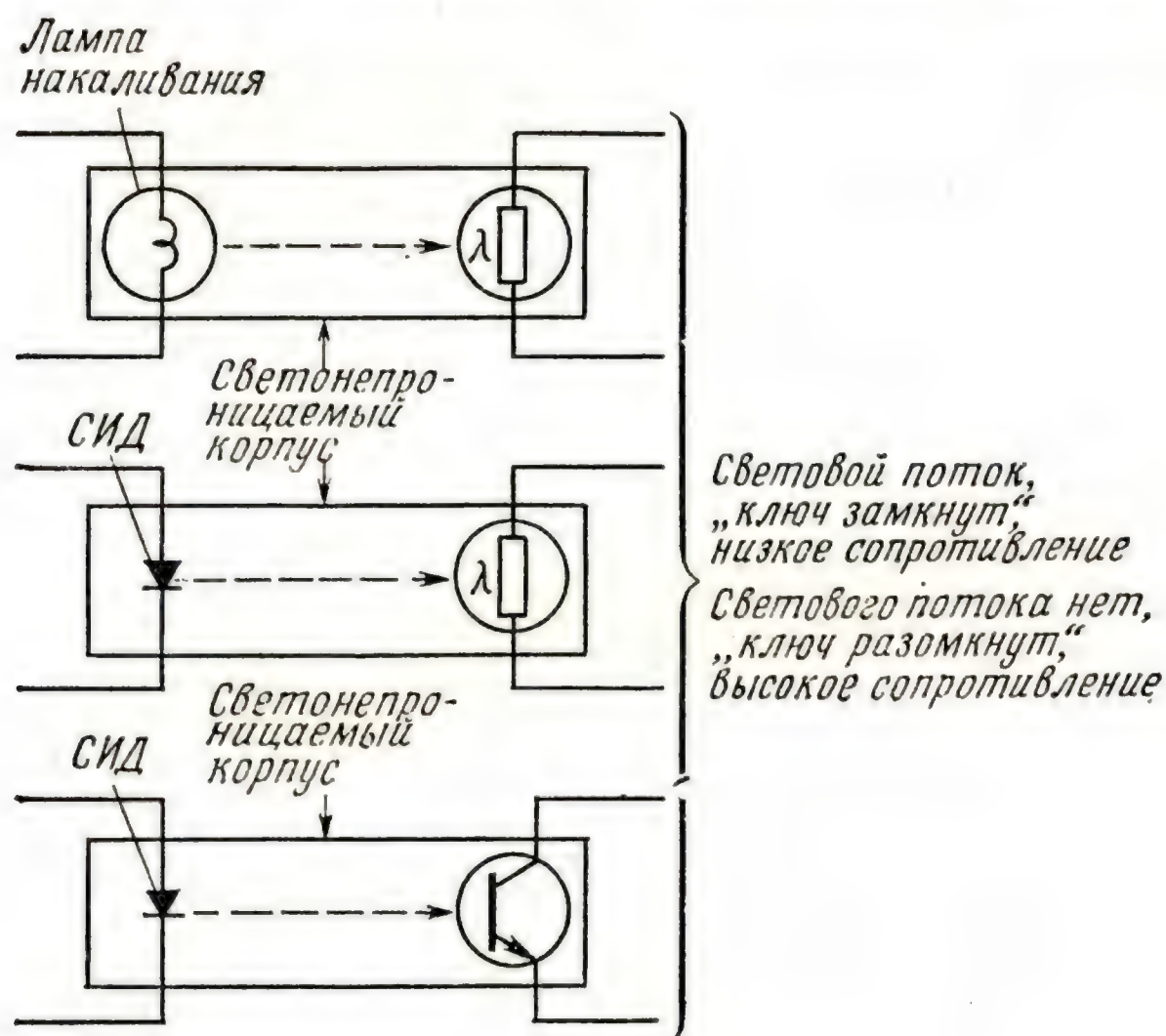


Рис. 7.19. Типовые оптопары.

нескольких миллионов ом, что соответствует размыканию контактов ключа.

В элементе оптической связи (оптопаре) как фотоэлемент, так и источник светового излучения расположены в светозащитном корпусе. При выключенном источнике света сопротивление фотоэлемента очень велико и «ключ» находится в «разомкнутом» состоянии. Включение источника света приводит к световому воздействию на фотоэлемент, что вызывает падение его сопротивления почти до нулевого значения. Это включенное состояние «ключа». Такой ключ полностью свободен от шумов и искрений, которые являются очень важными показателями работы многих схем управления. Источником света может быть лампа накаливания. Однако в наиболее современных оптических элементах связи используются светоизлучающий диод (СИД), аналогичный СИД для цифровых отображающих приборов или дисплеев. В большинстве современных оптопар в качестве детектора применяются фототранзисторы или фотоструктуры Дарлингтона, а не исходный фотоэлемент.

Оптопары применяются в тех случаях, когда требуется обеспечить электрическую развязку напряжений вход/выход до 2500 В и сопротивлений развязки, имеющих значения в мегаомном диапазоне. Благодаря своим высоким изоляционным свойствам и диапазону пропускаемых частот (в типовом случае от постоянного тока до 300 кГц) оптопары могут применяться в тех случаях, когда требуется развязать мощную нагрузку с высокими значениями напряжений от низкоуровневых схем (например, от цифровых схем).

При замене цепей связи по постоянному току (при соответствующих общих требованиях по преобразованию уровня сигнала) и импульсных или развязывающих трансформаторов (с их ограниченной шириной полосы частот) на оптопару появляется возможность существенно упростить соединение между входом и нагрузкой. При этом между ними существует полная развязка, т. е. источники питания и их схемные земли полностью не зависят друг от друга.

7.3.4. Типовые схемы на фотоэлементах

На рис. 7.20 приведены две основные схемы включения фотоэлементов. Выходной сигнал фотогальванического элемента (рис. 7.20, а) используется для управления режимом

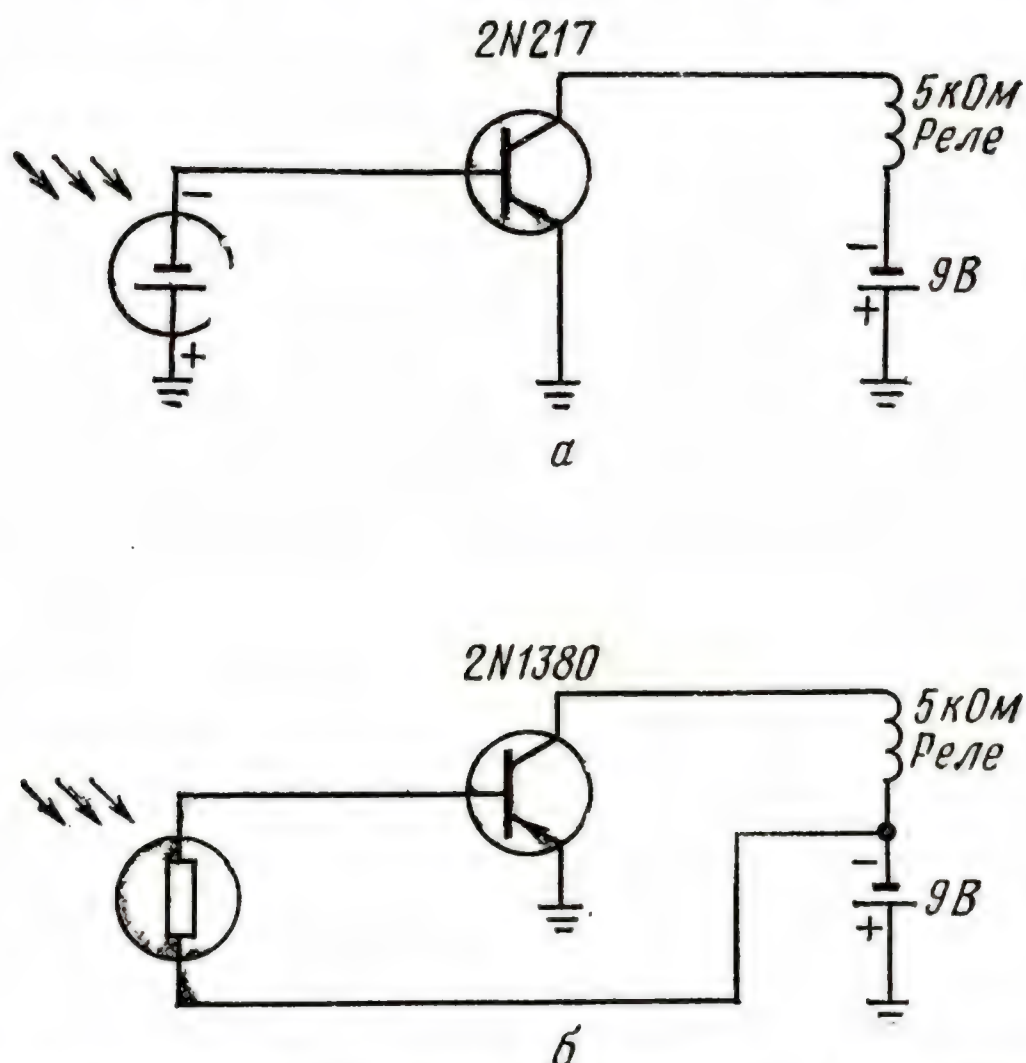


Рис. 7.20. Основные схемы включения фотоэлементов.

работы реле с помощью основной усилительной схемы на транзисторе. Поскольку применяется $p-n-p$ -транзистор, выходной сигнал фотогальванического элемента вызывает смещение цепи база — эмиттер в прямом направлении. При ис-

пользовании $n-p-n$ -транзистора необходимо поменять местами выводы фотоэлемента. При попадании на фотоэлемент света происходит смещение цепи база — эмиттер в прямом направлении, что вызывает протекание тока между эмиттером и коллектором. Когда интенсивность светового потока имеет достаточную величину для задания соответствующего прямого смещения, коллекторный ток приводит в действие реле. При снижении интенсивности света соответственно уменьшается прямое смещение, коллекторный ток и реле переходит в исходное состояние.

Эту схему можно применить для создания системы автоматического управления освещением зданий или электрических вывесок. При наступлении темноты снижается интенсивность поступающего на фотоэлемент светового потока, что приводит к размыканию реле. Контакты реле могут быть включены в схему таким образом, что это размыкание приводит к включению освещения. На рассвете при достаточном световом потоке реле замыкается и освещение выключается.

Показанная на рис. 7.20, б схема выполнена на фотопроводящем элементе. Здесь величина прямого смещения цепи база — эмиттер управляется (а не вырабатывается) с помощью поступающего на элемент светового потока. В остальной схеме функционирует аналогичным образом.

7.3.5. Управление мощными тиристорами фотоприборами

На рис. 7.21 изображены две основные светочувствительные схемы управления мощностью, включаемые световым излучением. В случае *детектора наличия светового потока* (рис. 7.21, а) мощность к нагрузке подводится только при появлении света. Конденсатор C начинает заряжаться только при попадании света на фототранзистор T_1 . Скорость заряда этого конденсатора устанавливается резистором R_1 . При соответствующем заряде на конденсаторе C включается ОПТ и вырабатывает импульс запуска КУВ, при этом мощность поступает в нагрузку. При попадании света на транзистор T_1 конденсатор C отсоединяется от источника питания и не заряжается. Таким образом, ОПТ и КУВ не запускаются и мощность на нагрузку не выделяется. Такая схема в основном применяется для включения предупредительных знаков или рекламных плакатов в ночное время при их освещении прожекторами соответствующих средств передвижения.

В случае *детектора отсутствия светового потока* (рис. 7.21, б) мощность к нагрузке подводится только при прерывании светового потока. До тех пор пока фототиристор освещен, конденсатор C закорочен и не заряжается. При затенении фототиристора начинается заряд конденсатора C . Напряжение на аноде КУК меняется в положительную сторону на следующем положительном цикле источника

мощности. При этом происходит отпирание КУК и КУВ и мощность поступает в нагрузку. Если же на фототиристор снова попадает световой поток, то конденсатор C закорачивается

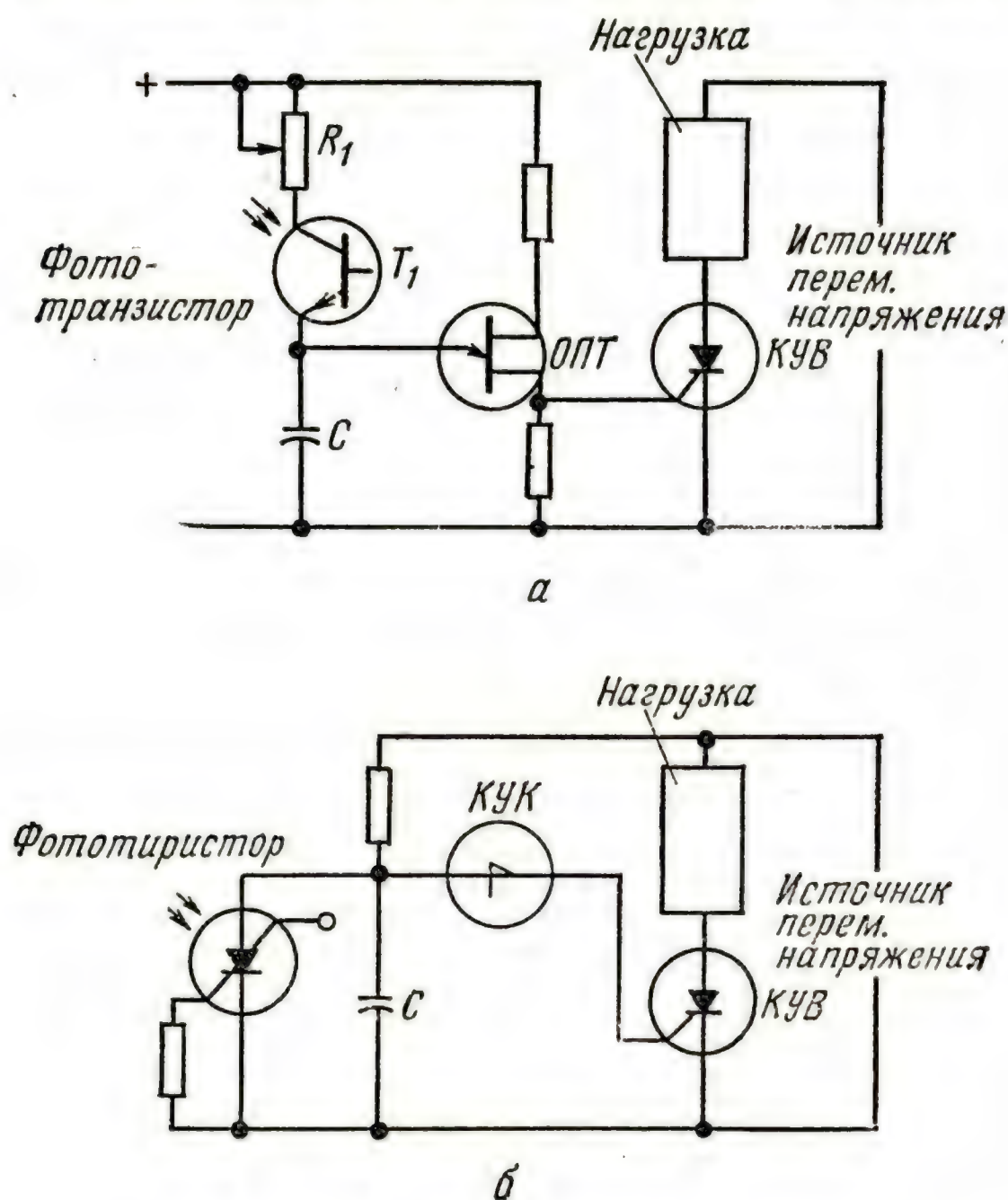


Рис. 7.21. Светочувствительные схемы управления.

а — детектор наличия светового потока; *б* — детектор отсутствия светового потока.

и не происходит его заряда. Следовательно, отсутствует сигнал запуска КУК и КУВ и мощность в нагрузку не поступает. Такая схема в основном предназначена для включения освещения зданий по вечерам или при уменьшении их освещенности (например, в облачные дни).

7.3.6. Типовые схемы светочувствительных реле на фототранзисторе

На рис. 7.22 приведена схема, которая иллюстрирует, как происходит срабатывание реле. Когда на фототранзистор T_1 , падает световой поток, начинает проводить и транзистор T_2 , а это приводит к срабатыванию реле K_1 . Используемое в схеме реле отбирает ток порядка 5 мА при насыщенном транзисторе T_2 . Минимальный коэффициент усиления этого транзистора должен быть равен 55. Поступающий в базу транзистора T_2 ток 0,5 мА будет обеспечивать более чем достаточный ток срабатывания реле, когда транзистор T_2

находится в состоянии насыщения. Теоретически если на транзистор T_2 поступает ток 0,5 мА, то минимальный ток через реле составит около 27 мА. При достаточном уровне освещенности транзистора T_1 он может обеспечить требуемый ток базы (0,5 мА).

Для того чтобы определить требуемую освещенность транзистора T_1 , необходимо поделить требуемый ток базы транзистора T_2 на токовую чувствительность фототранзистора T_1 ,

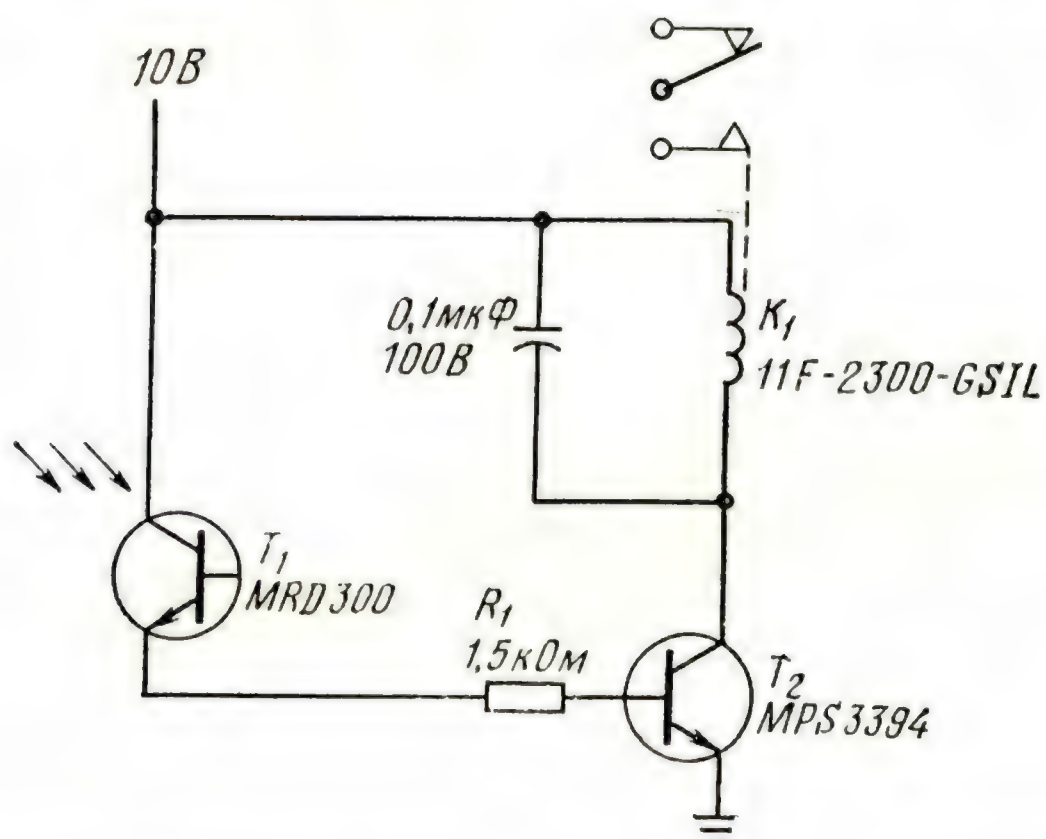


Рис. 7.22. Светочувствительное реле на фототранзисторе.

которая составляет 0,37 мкА/лк. При этом требуемая освещенность составляет 1345 лк ($0,37 \text{ мкА} \times 1345 = 500 \text{ мкА}$ или 0,5 мА). Такой уровень освещенности может создать карманный фонарик или любой другой эквивалентный источник света. (Освещенность порядка 2000 лк можно получить от карманного фонарика с двумя сухими элементами.)

7.4. Цифровые электронные схемы управления

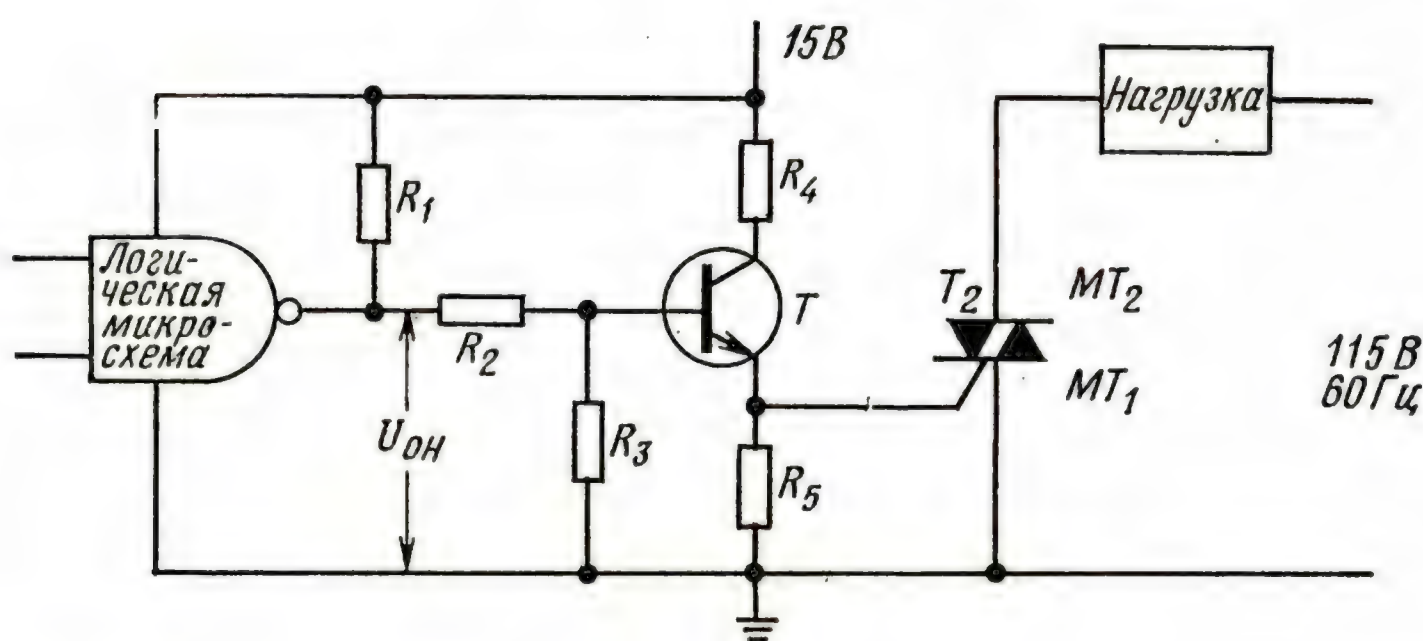
Многие современные электронные системы управления строятся на основе цифровых схем. Поскольку цифровые приборы функционируют при уровнях напряжений и сигналов, совершенно отличных от тех, которые используются в силовых системах управления, то обычно между цифровым прибором и системой управления включаются *схемы сопряжения*. Некоторые из них описаны в следующих разделах.

7.4.1. Тиристорное управление нагрузками переменного тока

На рис. 7.23—7.26 показано, как МОП и активные по высокому уровню цифровые схемы могут сопрягаться с более мощными нагрузками переменного тока с помощью тиристо-

ров, используемых в качестве элемента управления переменного тока.

Управление на триодном тиристоре, высокий уровень выходного логического сигнала. На рис. 7.23 приведены схемы сопряжения для работы с высокоуровневой цифровой логикой для обеспечения управления нагрузками переменного



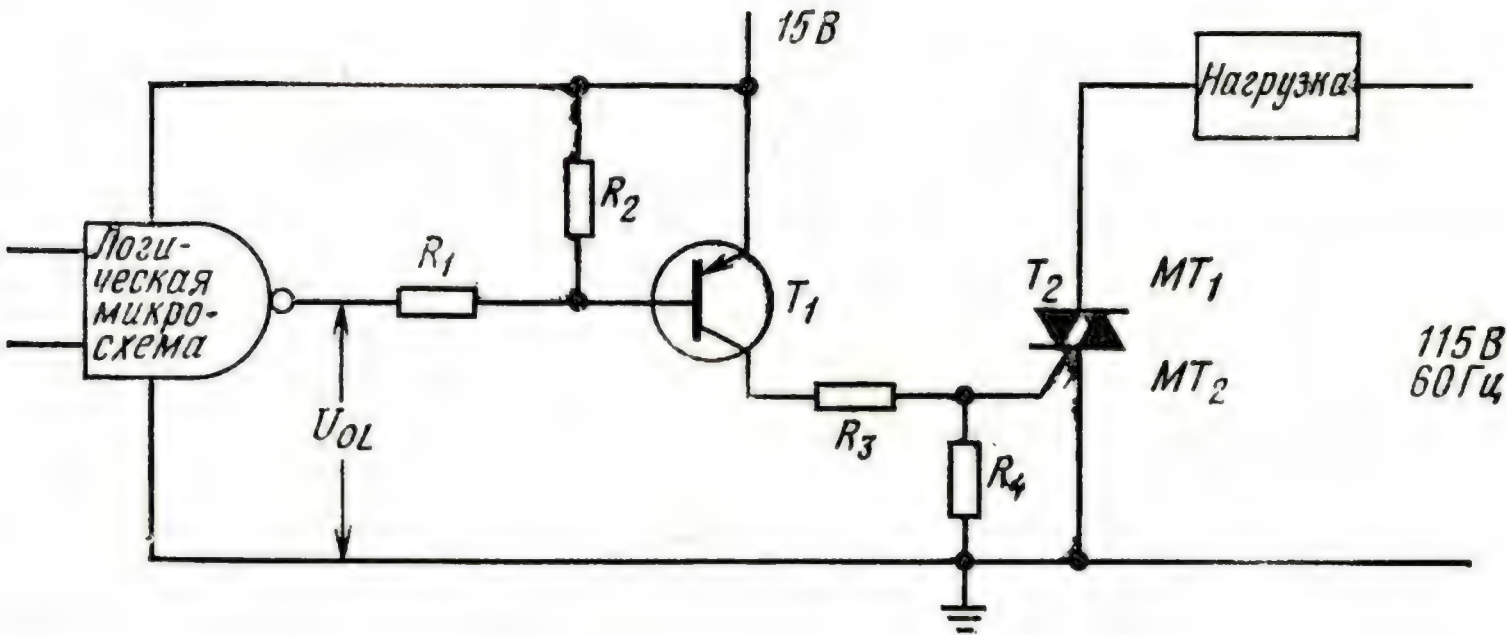
Ре- жим	Логиче- ская микро- схема	Наг- рузка, Вт	T_1	T_2	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм	R_4 , кОм	R_5 , кОм	U_{OH} , В
а	МС672	300	2N4401	МАС10-4	*	2,2	10	150	*	9
б	МС670	300	2N4401	МАС10-4	5,6	**	*	150	*	1,7
в	МС14011	25	2N4401	МАС92А-4	*	12	10	560	1	14,6
г	МС14011	300	2N4401	2N6346	*	2,2	10	110	*	12,8
								2 Вт		
								4 Вт		

* — Бесконечность, разомкнутая цепь; ** — нуль, замкнутая цепь.

Рис. 7.23. Сопряжение логической схемы и нагрузок переменного тока при высоком уровне включения.

тока с помощью триодного тиристора. Активный уровень логической единицы 1 (высокий уровень) на выходе цифровой схемы приводит к переключению рабочего транзистора T_1 , включенного по схеме с общим эмиттером. Эмиттерный ток этого транзистора (определяется коллекторным резистором R_4) включает тиристор. Требуемый ток включения для трех типов используемых в схеме тиристоров, а именно МАС10-4, МАС92А-4 и 2N6345 составляет соответственно 90, 25 и 125 мА. МАС92А-4 представляет собой чувствительный управляемый триодный тиристор, и чтобы снизить его чувствительность к шумам переходных процессов, как правило, между управляющим электродом и основным выводом 1 включается резистор в 1 кОм. Другие же два тиристора имеют внутрен-

ние (встроенные) резисторы, и для них нет необходимости в снижении чувствительности. В наихудших рабочих условиях транзистор T_1 типа $n-p-n$ должен обеспечивать надлежащий коэффициент усиления с тем, чтобы обеспечить согласование нагрузочной способности цифровой схемы с требованиями по включению тиристора. Параметры входной цепи транзистора T_1 определяются типом примененной цифровой схемы. Для микросхемы MC670 требуется резистор R_1 для обеспечения источника тока и реализации непосредственной



Ре- жим	Логиче- ская микро- схема	Наг- рузка, Вт	T_1	T_2	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм	R_4 , кОм	U_{OL} , В
а	MC672	300	MPS3638A	MAC10-4	2,2	10	150	*	1,1
б	MC670	300	MPS3636A	MAC10-4	2,2	*	150	*	0,25
в	MC14011	25	MPS3638A	MAC92A-4	12	10	560	1	0,15
г	MC14011	300	2N4403	2N6346	3,9	10	110	*	0,50

* — бесконечность, разомкнутая цепь.

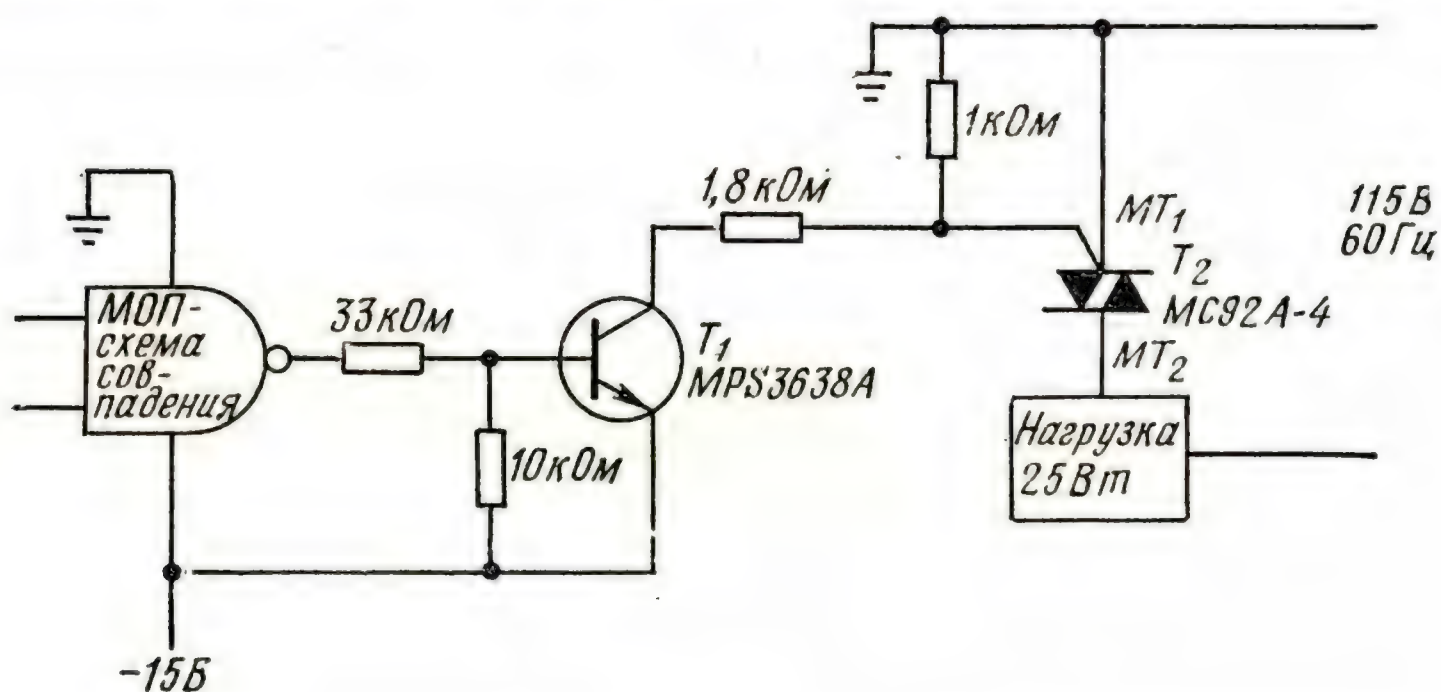
Рис. 7.24. Сопряжение логической схемы и нагрузок переменного тока при низком уровне включения.

связи с базой транзистора T_1 . Микросхемы MC672 и MC14011 могут отдавать надлежащий ток через резистор R_2 . В схемах мощностью 300 Вт этот отдаваемый ток составляет приблизительно 3 мА. В схемах же мощностью 25 Вт (режим в на рис. 7.23) он равен 1 мА.

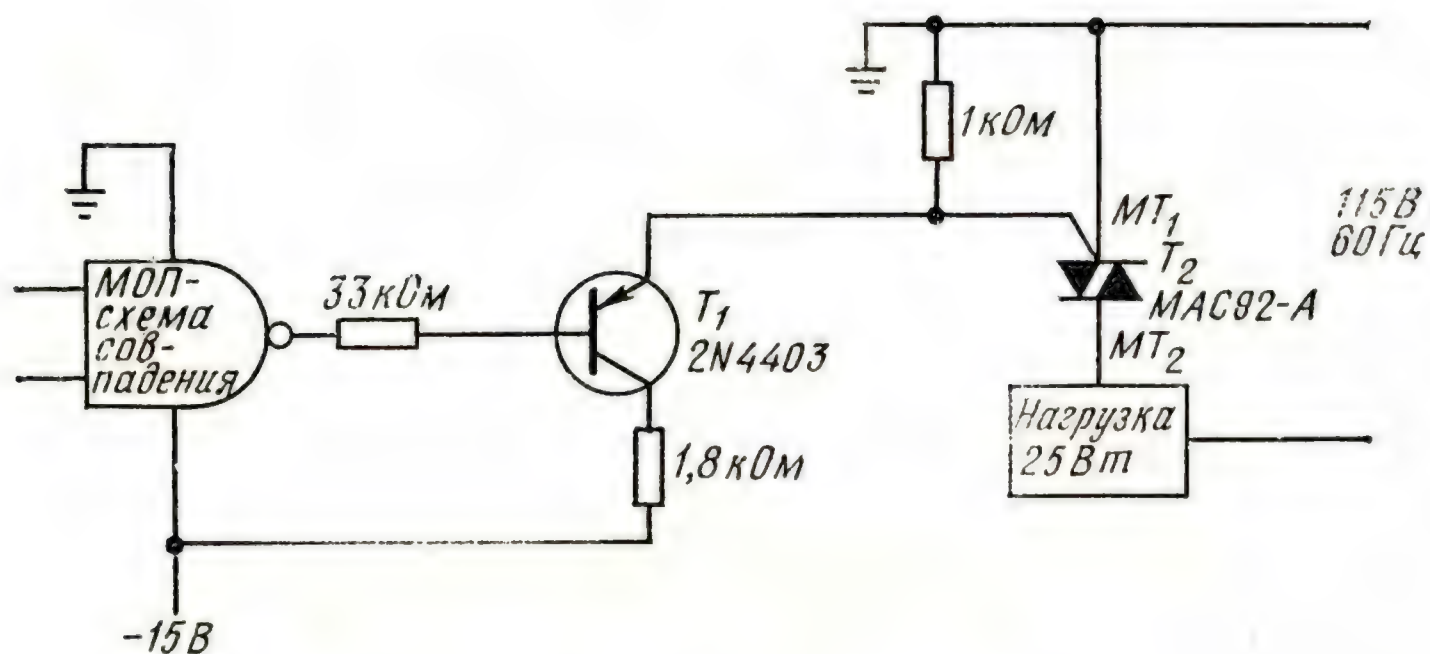
Управление на триодном тиристоре, низкий уровень выходного логического сигнала. На рис. 7.24 приведены схемы сопряжения, когда для включения нагрузки требуется задание низкого уровня логического сигнала. Такие схемы представляют собой дополнение к приведенным ранее схемам

(рис. 7.23), при этом сигнал логического нуля приводит к появлению тока базы $p-n-p$ -транзистора T_1 и вызывает его насыщение. Задаваемый резистором R_3 коллекторный ток транзистора T_1 создает положительный ток для управления тиристора T_2 , что вызывает одновременное включение и нагрузки.

Управление на триодном тиристоре при отрицательном напряжении питания. Двухнаправленный тиристор можно вклю-



а



б

Рис. 7.25. Сопряжение МОП-микросхем с тиристором при отрицательном напряжении источника питания.

а — высокий уровень включения; б — низкий уровень включения.

чать как от положительных, так и от отрицательных управляющих токов при четырех возможных сочетаниях тока управления и напряжений на основном выводе 2 (MT_2). Наиболее чувствительная разновидность получается в том случае, когда управляющий электрод и вывод MT_2 имеют положительное относительно вывода MT_1 напряжение (квадрант 1). При положительном управляющем электроде и отрицательном выводе MT_2 реализуется состояние наименьшей чувствительности (квадрант 4).

В этом случае, когда чувствительность управления нагрузочной способностью по току логической схемы является критерием для переключения нагрузки переменного тока, рекомендуется использовать отрицательный управляющий сигнал включения при соответствующей номинальной чувствительности (квадрант 2 и 3). На рис. 7.25, а и б представлены

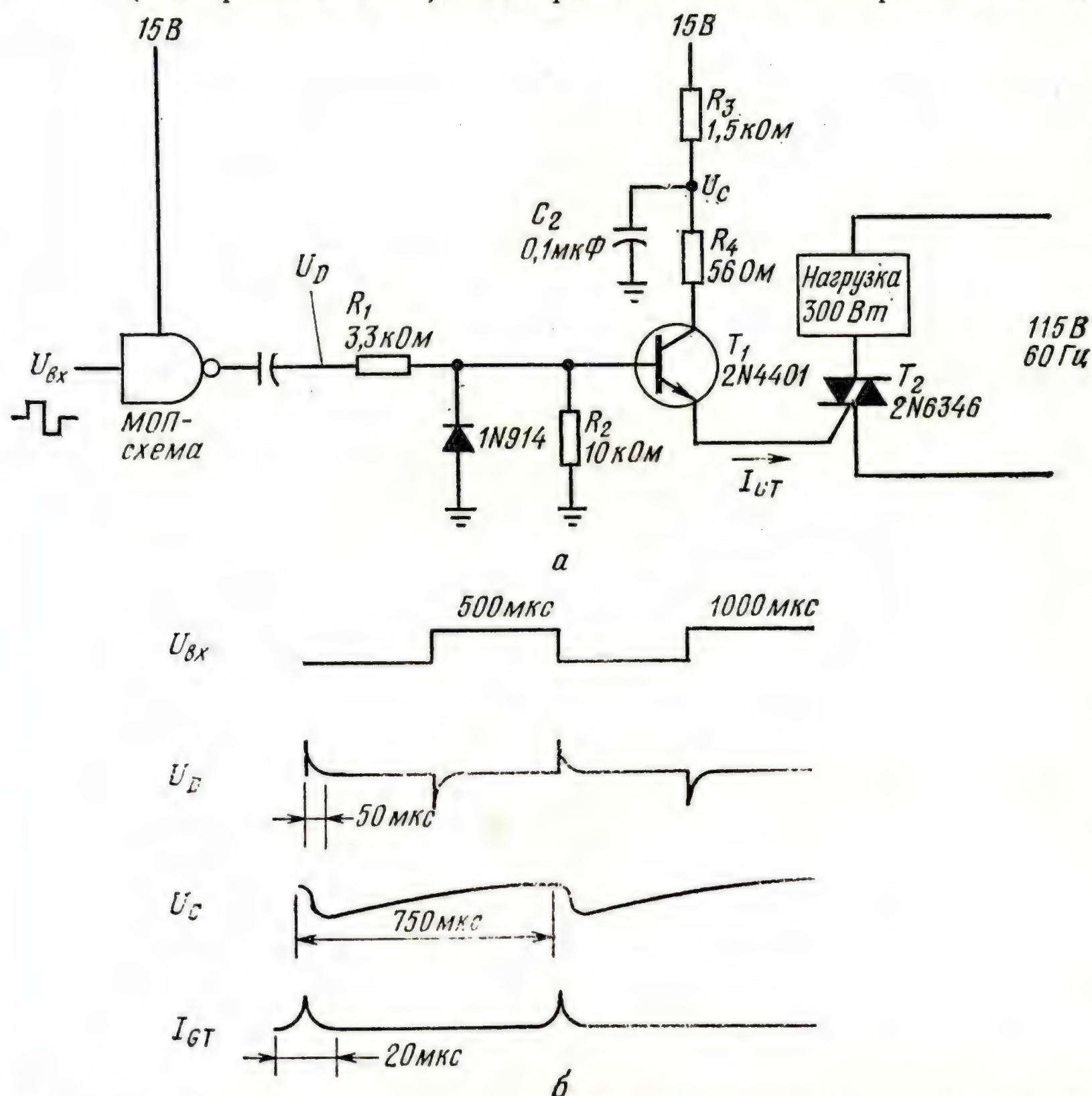


Рис. 7.26. Включение тиристора от МОП-микросхемы с помощью запоминающего конденсатора.

схемы включения нагрузки 25 Вт с помощью МОП-логических схем высокого и низкого уровня. С тем чтобы обеспечить отрицательный ток управления (ток вытекает из управляющего электрода), требуется заземлить верхнюю шину логической схемы и транзистора сопряжения, а на нижнюю шину подать отрицательное напряжение источника питания.

Управление на триодном тиристоре с помощью запоминающего конденсатора. Довольно большая потребляемая от источника питания мощность приведенной на рис. 7.25 схемы в некоторых случаях нежелательна. Этот недостаток можно устранить с помощью включения в схему (рис. 7.26) запоми-

нающего конденсатора. Конденсатор памяти C_2 полностью заряжается до напряжения U_{CC} (+15 В) за период, равный пяти постоянным времени R_3C_2 . Вскоре после заряда конденсатора C_2 транзистор T_1 включается положительным продифференцированным импульсом, который создается из входного прямоугольного колебания. Разряд конденсатора C_2 через резистор R_4 и транзистор T_1 приводит к включению тиристора T_2 и подачи энергии переменного тока в нагрузку.

Для того чтобы получить в нагрузке максимальную мощность, необходимо обеспечить включение тиристора несколько раньше начала проводимости. Например, если тиристор включается при угле проводимости 18° , то в нагрузку поступает не менее 99 % мощности, при 30° — около 97 %. Если частота входного прямоугольного сигнала запуска равна 1 кГц, то наибольшее изменение угла проводимости от цикла к циклу для работающей на частоте 60 Гц нагрузки определяется следующим образом:

Угол проводимости = $360^\circ / (1 \text{ кГц} / 60 \text{ Гц})$ или $21,6^\circ$,

и минимальная выходная мощность составляет приблизительно 98 % ее максимально допустимого значения. Период запускающего сигнала ($1/1 \text{ кГц} = 1 \text{ мс}$) больше, чем пять постоянных времени запоминающей цепи, $5 \times (1,5 \text{ кОм} \times \times 0,1 \text{ мкФ}) = 750 \text{ мкс}$. При этом гарантируется полный заряд конденсатора.

Для обеспечения быстрого включения тиристора рекомендуется использовать мощный импульс тока с малым временем нарастания (в пределах номинальных паспортных значений). Минимальная проектная длительность управляющего импульса тиристора типа 2N6346 равна 2 мкс. Таким образом, необходимо обеспечить включение транзистора T_1 на время, превышающее это минимальное значение, что определяется постоянной времени дифференцирующей цепи $(R_1 + R_{ON}/\text{МОП}) \times C_1$, которая позволяет производить разряд конденсатора памяти через резистор R_4 , транзистор T_1 и входную цепь тиристора T_2 . Максимальное значение тока устанавливает токоограничивающий резистор R_4 , а конденсатор C_2 определяет длительность импульса. На рис. 7.26, б показана форма управляющего тока включения, имеющая максимальное значение приблизительно 200 мА и длительность импульса 20 мкс.

Средний потребляемый от источника питания 15 В ток равен приблизительно 4 мА в то время, как в приведенном на рис. 7.23, г режиме с непосредственной связью ток потребления составляет 125 мА.

7.4.2. Цифровое сопряжение на оптопарах

На рис. 7.27—7.30 показаны принципы сопряжения цифровых и силовых схем с помощью оптопар.

Управление по постоянному току. На рис. 7.21 показано включение оптопары типа 4N25 для реализации сопряжения между буферной МОП-схемой и питаемой постоянным током 350 мА нагрузкой в виде электролампы. В нормальных условиях при включенном элементе 4N25 с электролампы снято напряжение. Поступающий на вход МОП-инвертора высокий уровень включает элемент 4N25, при этом запирается переход база — эмиттер транзистора T_1 . Следовательно, отсутствует возбуждение транзистора T_2 и с нагрузки снято напряжение. При подаче на элемент 4N25 уровня логического

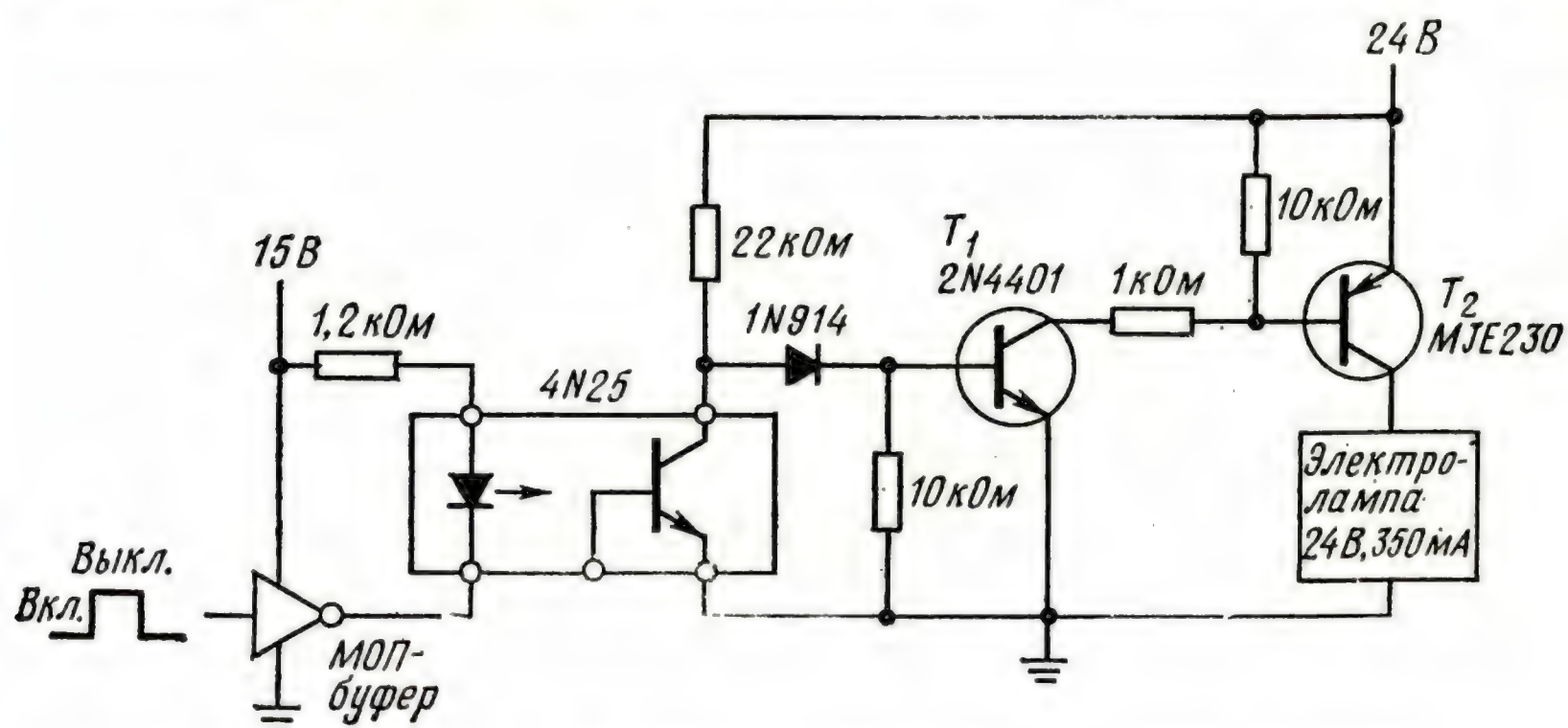


Рис. 7.27. Управление по постоянному току с помощью оптопары.

0 снимается фиксирующее напряжение с транзистора T_1 , что приводит к открыванию транзистора T_2 и на нагрузку подается напряжение (через транзистор T_2 и нагрузку протекает ток). Для показанных на схеме номиналов элементов достаточно на вход элемента связи подать ток около 10 мА, что позволяет управлять полностью изолированной нагрузкой с током 350 мА.

Однополупериодное управление по переменному току. На рис. 7.28 приведена схема развязанного однополупериодного управления по переменному току на оптопаре типа 2N26. Его детектор используется в качестве стационарного последовательного ключа в управляющей цепи КУВ 2N5064. При подаче высокого входного логического уровня включается оптопара, что приводит к появлению главного тока через КУВ 2N5064. Этот ток вызывает срабатывание мощного КУВ типа 2N6402, и для положительного полупериода линейного переменного напряжения происходит подключение нагрузки. Наоборот, если имеется низкий уровень логического сигнала, то выключается оптопара, при этом пропадает ток управления КУВ 2N5064. На следующем нулевом уровне источника ток через нагрузку прекращается. Следовательно, с помощью КУВ 2N6402 можно управлять нагрузкой однополупериодным

током до 16 А при подаче изолированного постоянного тока порядка 5 мА.

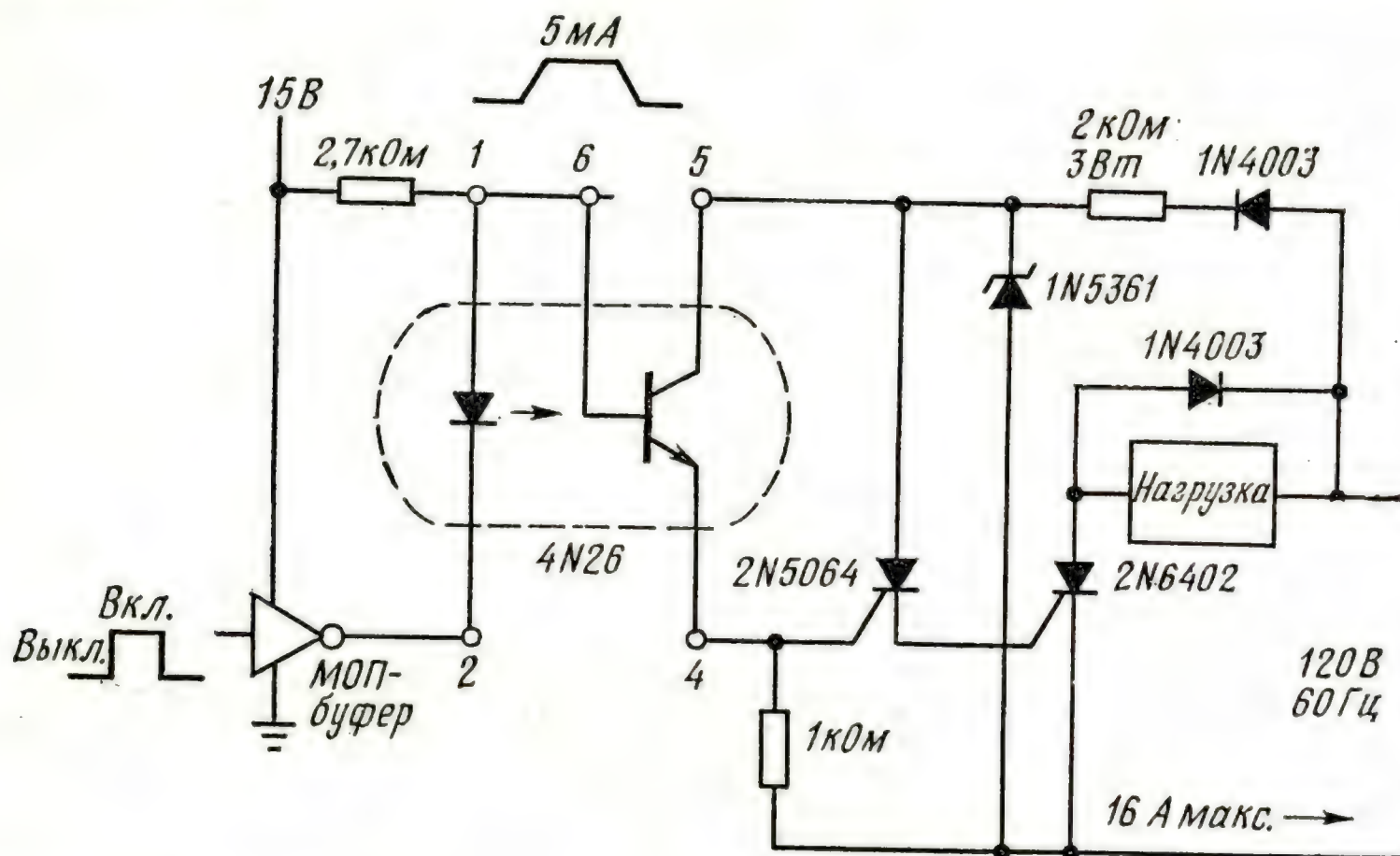


Рис. 7.28. Однополупериодное управление по переменному току с помощью оптопары. (Между т. 1 и т. 6 должен быть разрыв. — Прим. ред.)

Двухполупериодное управление в нормально выключенном состоянии. На рис. 7.29 представлена схема развязанного

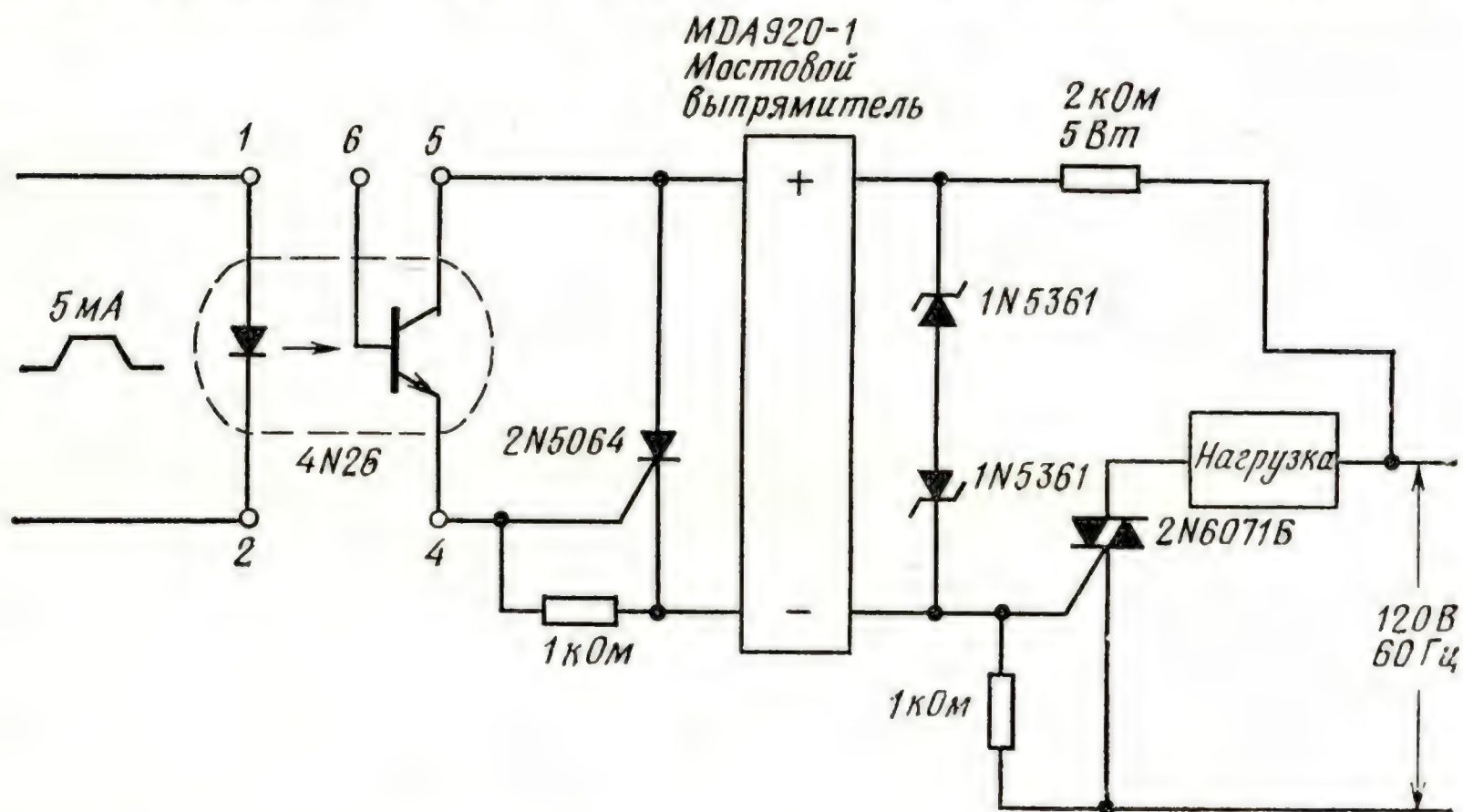


Рис. 7.29. Двухполупериодное управление по переменному току с помощью оптопары и триодного тиристора.

двухполупериодного управления нагрузкой переменного тока, построенная на оптопаре 2N26 и чувствительном триодном тиристоре типа 2N6071B. Для обеспечения двухполупериодного функционирования КУВ 2N5064 требуется введение в

схему мостового выпрямителя (MDA920-1), который преобразует двухнаправленное линейное напряжение переменного тока в однонаправленное (выпрямленное двухполупериодное) напряжение. К выходу моста подключен КУВ. Когда КУВ находится в состоянии проводимости, путь прохождения управляющего тока включения тиристора лежит через мостовой выпрямитель и КУВ. Следовательно, входной логический сигнал высокого уровня включает оптопара, при этом

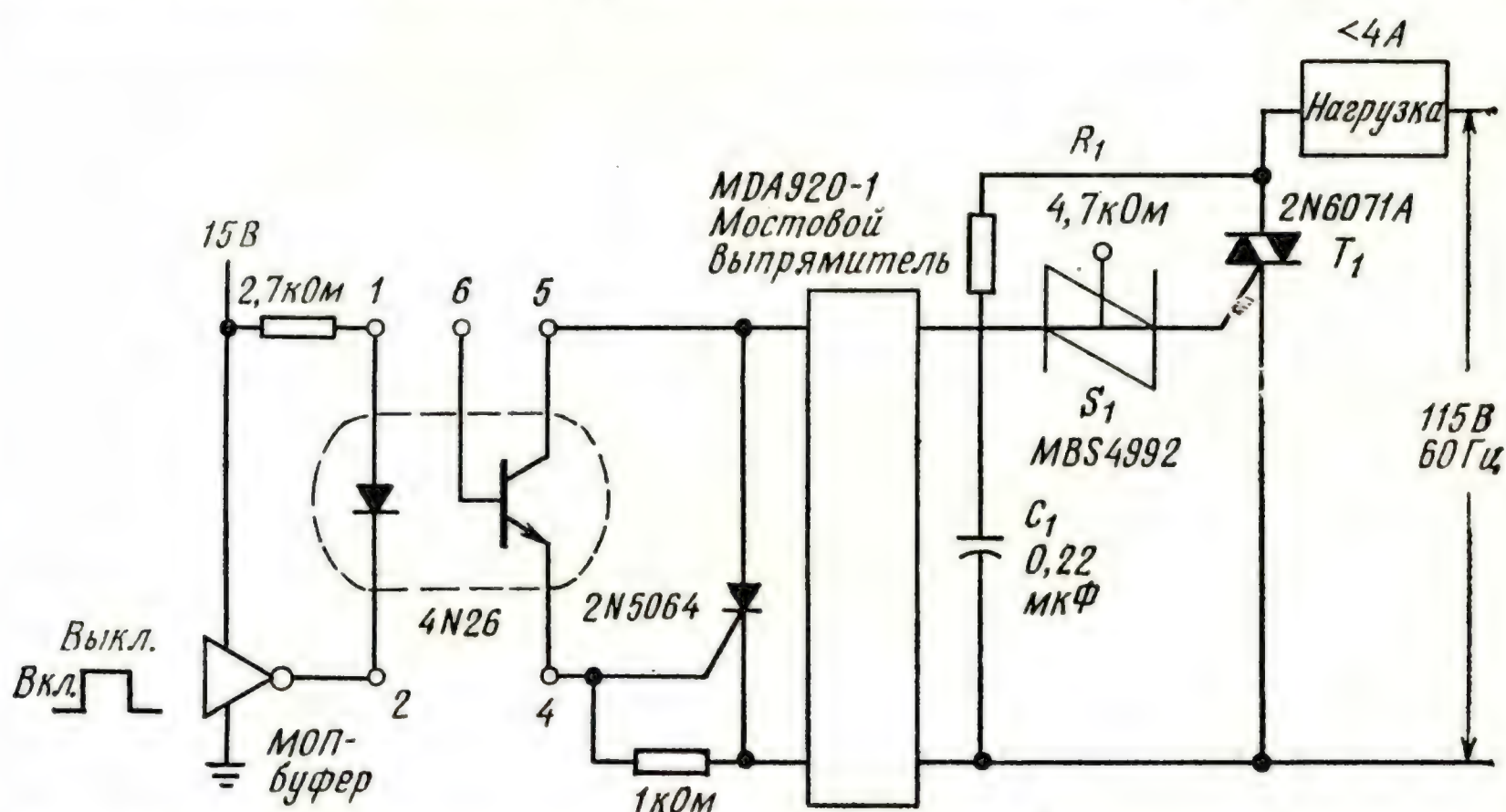


Рис. 7.30. Интерфейсная схема сопряжения двухполупериодного управления в моменты перехода через нуль.

запускается КУВ и вырабатывается ток управления тиристора.

После подачи логического сигнала тотчас же происходит подключение нагрузки (меньше, чем задержки распространения). При переключении в моменты времени, не совпадающие с переходом через нуль переменного линейного напряжения, в этой схеме могут возникать электрические шумы.

Двухполупериодное управление в моменты перехода через нуль. На рис. 7.30 изображена схема, позволяющая исключить наводимый электрический шум. Она состоит из триодного тиристора T_1 с соответствующей цепью запуска R_1 , C_1 , S_1 и схемы фиксации на оптопаре 2N26, КУВ типа 2N5064 и мостового выпрямителя. Для того чтобы подать на нагрузку напряжение, должен быть низкий логический уровень на входе, при этом оптопара выключена и фиксирующая схема отключена от конденсатора запуска C_1 , который может заряжаться через времязадающий резистор R_1 . Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает значения напряжения запуска элемента S_1 (приблизительно 8 В), он включается и создает условия для разряда конденсатора C_1 через управляющий электрод тиристора. При этом происходит включение

как тиристора, так и нагрузки. Значение конденсатора C_1 выбирается небольшим с тем, чтобы обеспечить раннее включение проводящего режима тиристора (вблизи перехода через нуль). Таким образом, осуществляется минимизация электрического шума при максимальной поступающей в нагрузку мощности.

Для того чтобы снять с нагрузки напряжение, с помощью высокого входного уровня на входе логической схемы выключают оптопару, которая совместно с КУВ и мостовым выпрямителем обеспечивает фиксацию конденсатора запуска и, следовательно, препятствует включению тиристора.

7.4.3. Управление нагрузками постоянного тока с помощью мощного транзистора

Промышленные цифровые приборы можно сопрягать с любыми уровнями мощности в нагрузке при условии, что

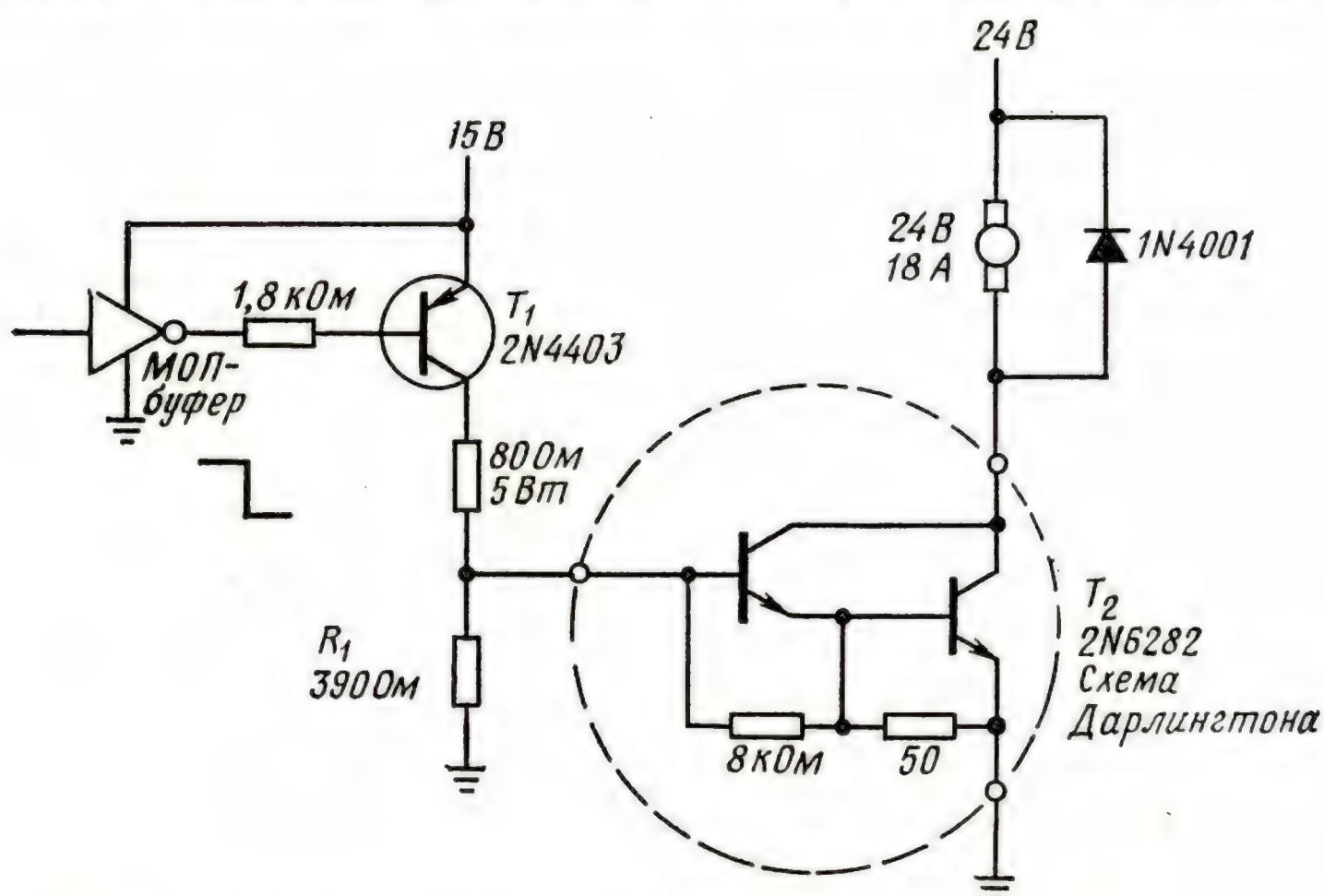


Рис. 7.31. Включение электродвигателя низким уровнем МОП-микросхемы.

схема сопряжения имеет требуемое число стабильных каскадов усиления мощности. В предыдущих примерах были описаны маломощные схемы постоянного тока и схемы переменного тока с тиристорным управлением. Добавляя в эти схемы дополнительные каскады усиления мощности можно обеспечить их функционирование с более мощными нагрузками. Схемы сопряжения промышленных цифровых схем как с низкими, так и с высокими активными уровнями с электродвигателем постоянного тока (24 В, 18 А) приведены на рис. 7.31—7.33.

Включение низким уровнем. На рис. 7.31 изображен способ включения цепи электродвигателя с помощью выходного

сигнала низкого уровня логической буферной МОП-схемы. При низком уровне выходного сигнала этот буфер выдает в базу транзистора T_1 ток приблизительно 8 мА. Транзистор служит для задания соответствующего тока базы схемы Дарлингтона T_2 .

Включение высоким уровнем. На рис. 7.32 показана схема включения цепи электродвигателя с помощью сигнала высокого уровня. Она позволяет минимизировать ток потребления и по существу представляет дополнение показанной на

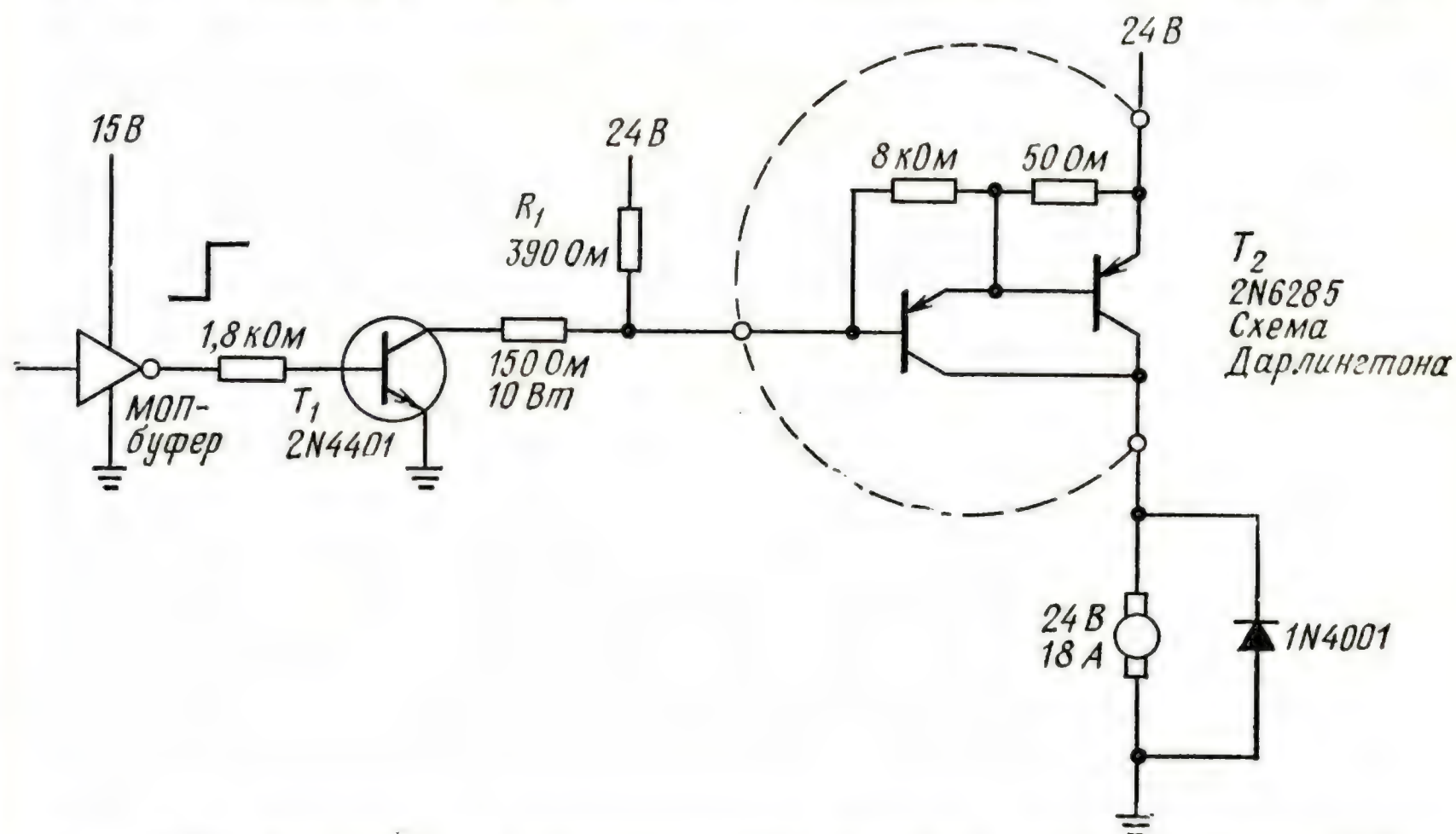


Рис. 7.32. Включение электродвигателя высоким уровнем МОП-микросхемы.

рис. 7.31 схемы. Буферный каскад в схеме (рис. 7.32) обеспечивает ток базы транзистора T_1 (8 мА), который в свою очередь вырабатывает ток 150 мА, поступающий в базу схемы Дарлингтона T_2 . Ток задается напряжением питания +24 В на электродвигателе, следовательно, понижается ток потребления от цифрового источника питания до приблизительно 150 мА. При работе в условиях высокой температуры окружающей среды (когда температура переходов превышает 100°) на вход схемы Дарлингтона рекомендуется подключить резистор R_1 . Этот параллельный дополнительный ток утечки обеспечивает отсутствие режима теплового неуправляемого возрастания мощности схемы T_2 .

Фиксированное управление электродвигателем на схеме Дарлингтона. На рис. 7.33 приведена другая разновидность схемы управления электродвигателем. Примененный здесь метод заключается в задании тока возбуждения через последовательный резистор при условии, что сигнал управления электродвигателем снимается с транзисторного фиксатора, включенного на входе схемы Дарлингтона. (В преды-

душих схемах базовый ток схемы Дарлингтона подавался через переключаемый транзистор.) Фиксирующий предварительный каскад (рис. 7.33, а) представляет собой схему совпадения. Фиксатор (рис. 7.33, б) представляет же собой предварительный каскад усиления тока.

Для реализации схемы Дарлингтона используются два дискретных транзистора, как это показано на рис. 7.33.

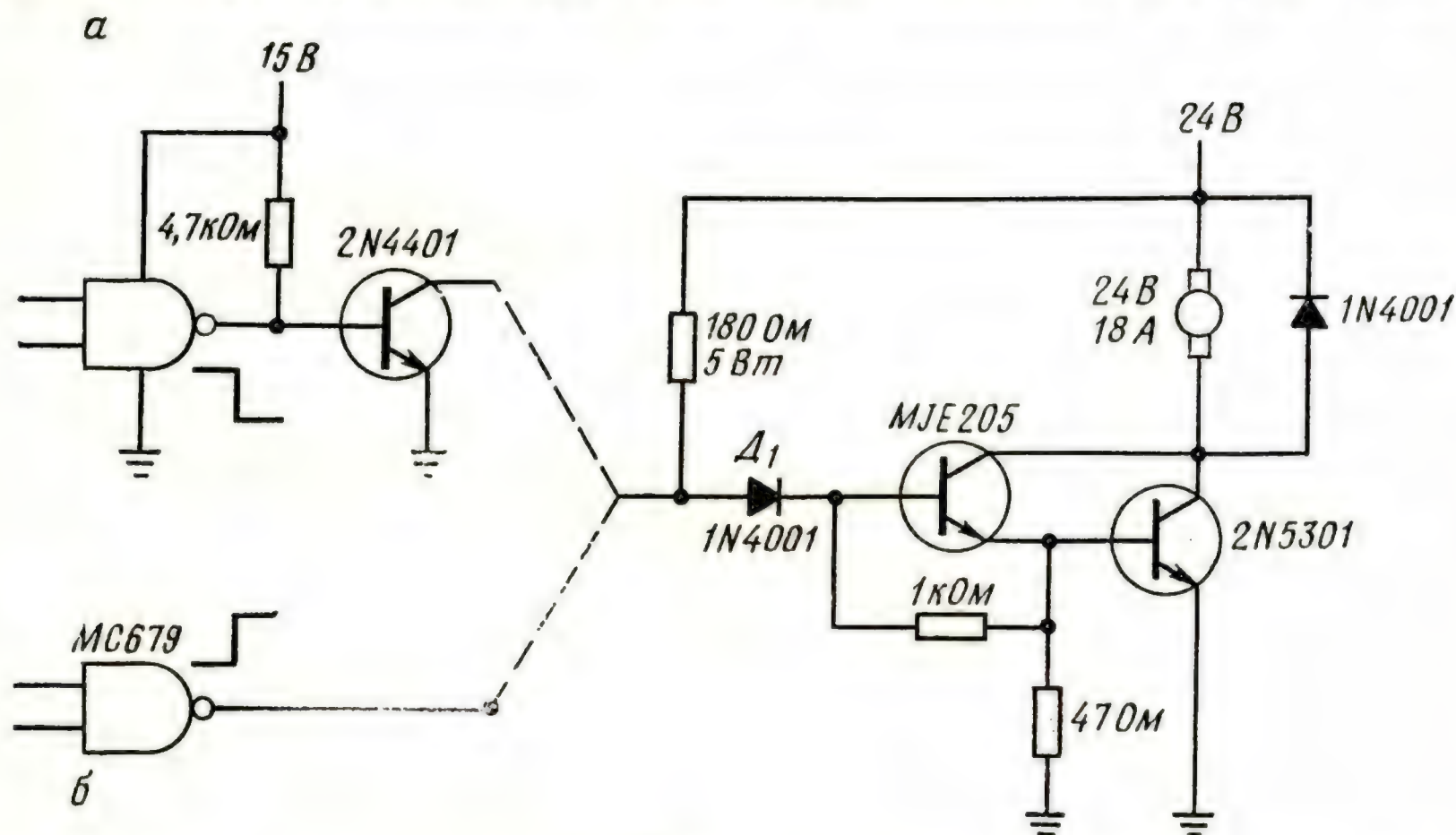


Рис. 7.33. Фиксированное управление электродвигателем на схеме Дарлингтона.

а — схема совпадения; б — мощный предварительный каскад, включение высоким уровнем.

MJE205 (транзистор 5 А в пластмассовом корпусе) обеспечивает возбуждение 2N5301 (транзистор 30 А в корпусе ТО-3). Для работы этой схемы Дарлингтона требуется входной ток порядка 100 мА. Когда с параллельного фиксатора снято напряжение, протекает входной ток; схема Дарлингтона находится в насыщении и в электродвигатель поступает мощность.

При поданном напряжении на фиксатор (с электродвигателя напряжение снято) он должен быть способен выдавать входной ток и поддерживать напряжение насыщения меньше, чем напряжение включения схемы Дарлингтона. Обе приведенные на рис. 7.33 схемы удовлетворяют этим требованиям. При работе схемы при высоких температурах окружающей среды для большей гарантии соответствующего фиксирования используется диод D_1 .

СХЕМЫ НА ОДНОПЕРЕХОДНЫХ И ПРОГРАММИРУЕМЫХ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Эта глава всецело посвящена схемам на однопереходных (ОПТ) и программируемых однопереходных транзисторах (ПОПТ). К ним относятся основные релаксационные генераторы, триггерные схемы управления тиристорами, генераторы линейной функции, делители, реле времени, схемы фазового управления, генераторы пилообразного напряжения, мульти-вибраторы и регенеративные усилители.

8.1. Введение

Принципы работы ОПТ, с одной стороны, и биполярных или полевых транзисторов, с другой стороны, совершенно различны. ОПТ представляет собой прибор с *отрицательным сопротивлением*. Это означает, что в определенных условиях входное напряжение или сигнал могут уменьшаться даже при возрастании выходного тока через нагрузку. Когда ОПТ находится во включенном состоянии, выключить его можно будет только либо размыкая цепь, либо сняв входное напряжение. Вследствие этого на ОПТ можно реализовать прекрасный источник запускающего сигнала. На ОПТ можно подать смещение просто ниже его точки включения. Тогда при подаче на него большого запускающего напряжения (прерывистое или постоянное) происходит включение ОПТ; при этом вырабатывается выходной импульс или сигнал высокого напряжения, который сохраняется до тех пор, пока не будет разорвана цепь (при выключении напряжения на базе).

ПОПТ представляет собой четырехслойный прибор, структура которого аналогична КУВ (гл. 7), за исключением того, что используется анодное управление (а не катодное управление). Их обычно применяют в стандартных схемах на ОПТ.

ОПТ и ПОПТ обладают аналогичными характеристиками, однако напряжение включения ПОПТ программируется и может задаваться с помощью внешней резистивной цепи делителя напряжения. В то же время ПОПТ более быстродействующий и чувствительный прибор, по сравнению с ОПТ. Они находят ограниченное применение в качестве элемента фазового управления, а наиболее часто используются в схемах реле выдержки времени. Как правило, ПОПТ

представляют собой более гибкие и экономичные приборы, чем ОПТ, и во многих случаях их заменяют.

Хотя основная функция ОПТ такая же, как и у переключателя, основным функциональным узлом среди большинства схем на ОПТ является релаксационный генератор (гл. 4). Основным релаксационный генератор обеспечивает фазовое управление тиристором. Вследствие этого работа ОПТ основывается на принципах функционирования релаксационного генератора.

8.1.1. Принцип действия ОПТ ¹⁾

На рис. 8.1 приведено схемное обозначение ОПТ и соответствующие обозначения тока и напряжения. Из рисунка сле-



Рис. 8.1. Схемное обозначение ОПТ и статические характеристики.

дует, что ОПТ представляет собой трехэлектродный прибор, а именно имеет эмиттер (E), базу 1 (B₁) и базу 2 (B₂). Не-

¹⁾ В отечественной литературе однопереходные триоды иногда называют «двухбазовыми диодами». — Прим. ред.

обходимо отметить, что линии базы 1 и базы 2 проведены под прямым углом к базе, поскольку это невыпрямляющие соединения (отсутствует переход, как в биполярных и полевых транзисторах). Соединение эмиттера указано стрелкой, а поскольку это выпрямляющий $p-n$ -переход, то направление стрелки указывает свойства этого перехода. Направленное к базе острие стрелки соответствует эмиттеру p -типа и базе n -типа.

На рис. 8.1 показана также статическая эмиттерная характеристика для единственного значения напряжения между базой 1 и базой 2 (U_{B1B2}). Масштаб эмиттерной кривой не растянут (с тем, чтобы более детально показать различные рабочие участки). Диапазон, расположенный слева от точки максимума, называется *областью отсечки*. При этом эмиттерный переход смещен в обратном направлении для большей части области отсечки, хотя в точке максимума получает некоторое прямое смещение. Участок между точкой максимума и точкой минимума, где эмиттерный переход смещен в прямом направлении и имеет место модуляция проводимости, называется *областью отрицательного сопротивления*. Диапазон справа от минимума, где эмиттерный ток ограничивается только сопротивлением насыщения, называется *областью насыщения*. При нулевом токе базы 2 (I_{B2}), как показано на рис. 8.1, кривая представляет собой по существу прямую характеристику обычного кремниевого диода.

8.1.2. Принцип действия ПОПТ

Схемное обозначение и транзисторная эквивалентная схема ПОПТ представлены на рис. 8.2. Из приведенного рисунка следует, что сам ПОПТ имеет три электрода, а именно анод, управляющий электрод и катод. Исходя из эквивалентной схемы ПОПТ можно сделать вывод, что в действительности он представляет собой КУВ с анодным управлением. При подаче на управляющий электрод более отрицательного относительно анода напряжения ПОПТ переходит из режима отсечки во включенное состояние. Поскольку ПОПТ обычно используется в качестве ОПТ, то для описания его параметров используется соответствующая терминология ОПТ. Однако для обеспечения функционирования ПОПТ в режиме ОПТ требуется на управляющем электроде ПОПТ поддерживать внешнее опорное напряжение.

На рис. 8.2 приведены типовая схема релаксационного генератора на ПОПТ, а также типовые характеристики ПОПТ. Введение в схему генератора делителя напряжения — это типовой способ создания опорного напряжения на управляющем электроде. В этой схеме характеристическая кривая (получаемая между контактами анод — катод) аналогична приведенной на рис. 8.2. Точки максимума и минимума представляют

собой устойчивые точки на одном из краев области отрицательного сопротивления.

Напряжение точки максимума ($U_{\text{макс}}$) имеет по существу то же значение, что и внешнее опорное напряжение на управляющем электроде; разница в них обусловлена только паде-

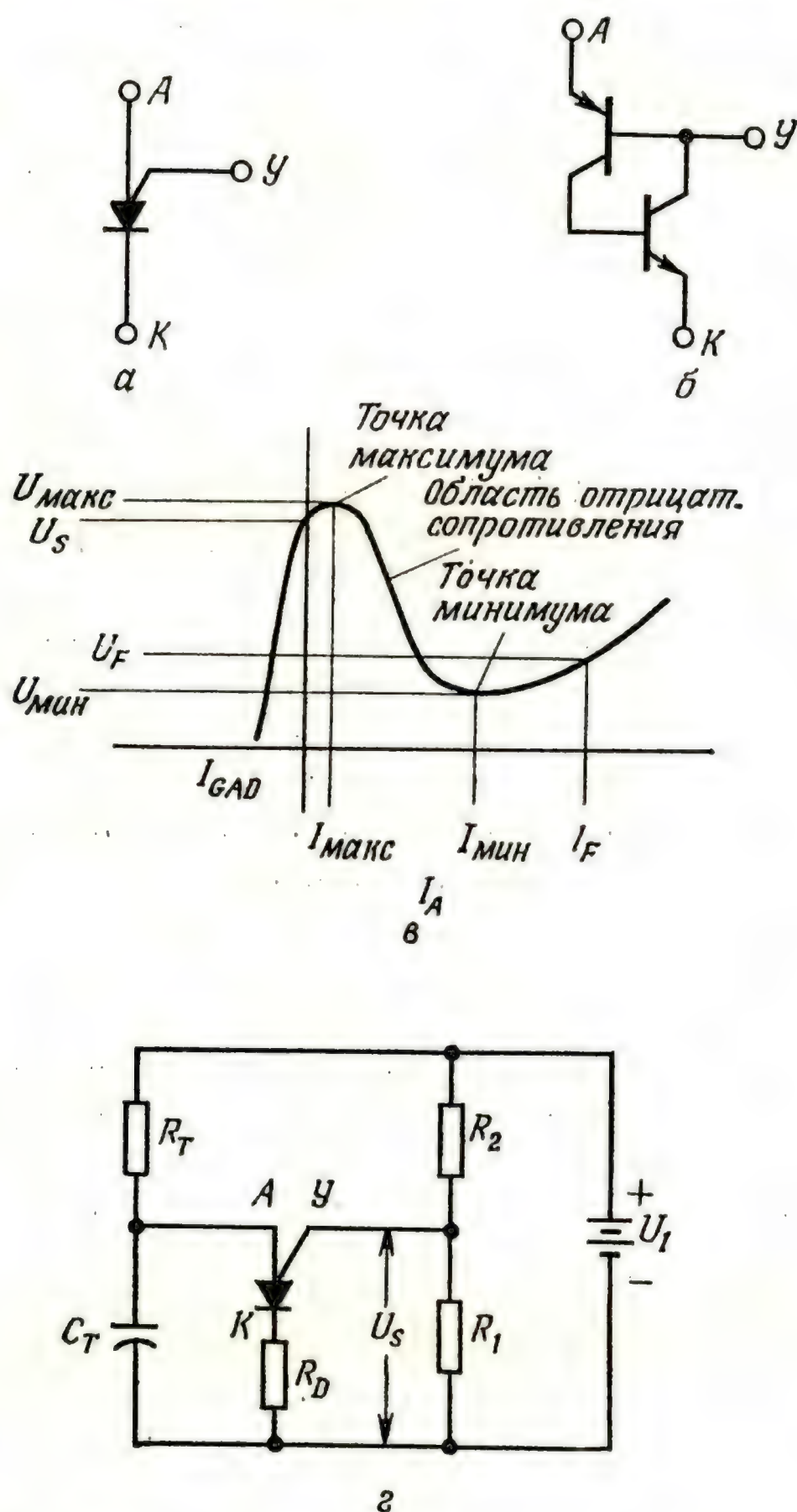


Рис. 8.2. Схемное обозначение (а), эквивалентная схема (б), статические кривые (в) и схема релаксационного генератора на ПОПТ (г).

A — анод; Y — управляющий электрод; K — катод.

нием напряжения на диоде управляющего электрода. Поскольку опорное напряжение определяется параметрами схемы (а не прибора), то его можно сделать переменным. Следовательно, путем задания опорного напряжения программируется значение точки $U_{\text{макс}}$. Эта особенность является главным отличием между ОПТ и ПОПТ.

8.2. Основные схемы релаксационных генераторов на ОПТ

Релаксационный генератор представляет собой основной функциональный узел среди большинства схем генераторов и выдержки времени на ОПТ. Основная схема, а также неко-

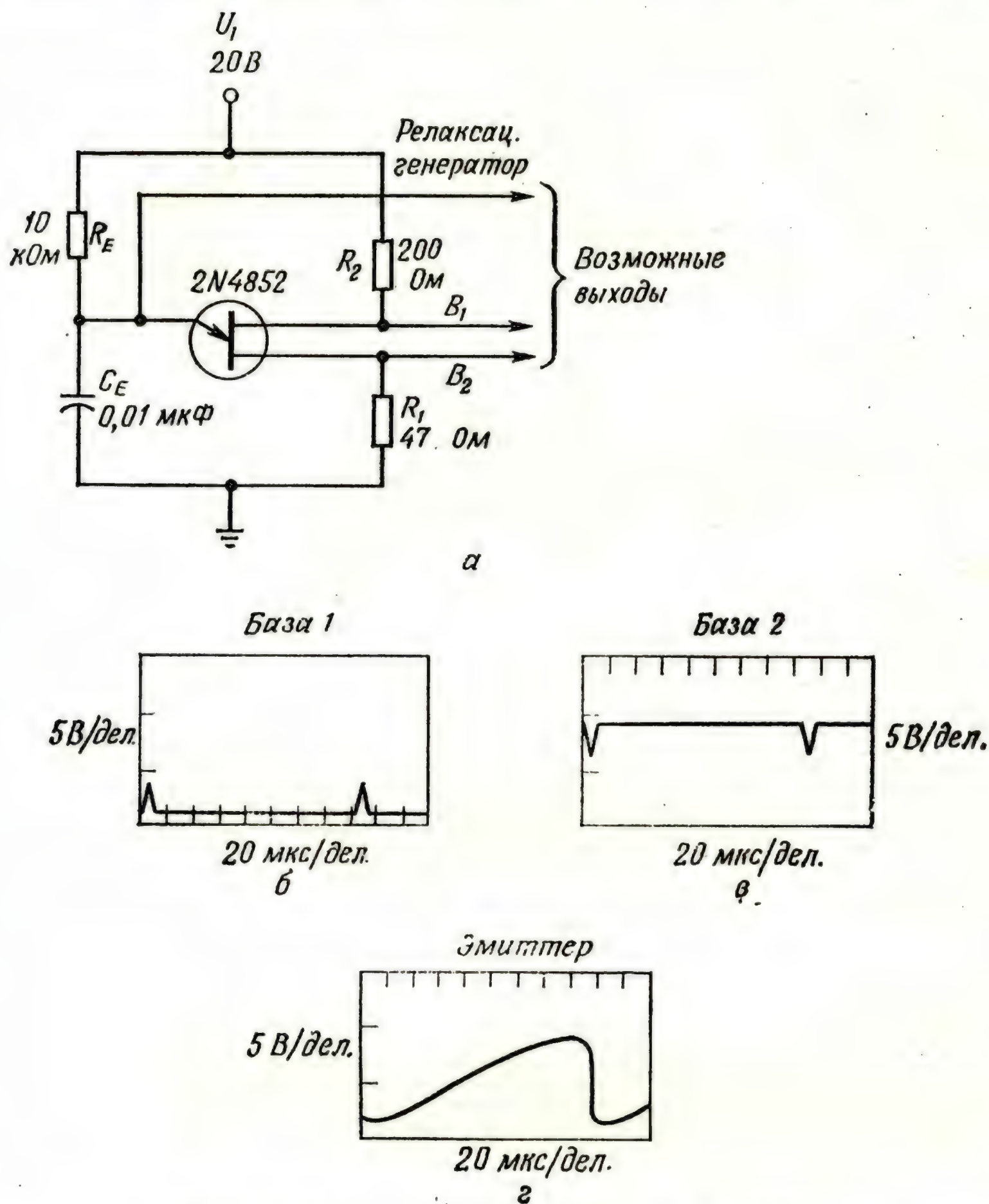


Рис. 8.3. Релаксационный генератор на ОПТ.

$R_E < (U_1 - U_{\text{макс}})/I_{\text{макс}} = R_{E\text{макс}}$; $R_E > (U_1 - U_{\text{мин}})/I_{\text{мин}} = R_{E\text{мин}}$; $C_E \approx \text{Период}/R_E \times \times 1 [1/(1 - \text{коэффициент нейтрализации})]$; R_1 и R_2 в омах; частота = $1/\text{период}$.

торые типовые формы сигнала приведены на рис. 8.3. Эта схема функционирует следующим образом.

При включении источника питания начинается заряд конденсатора C_E через резистор R_E до тех пор, пока напряжение на нем не станет равно напряжению включения эмиттера $U_{\text{макс}}$. При этом напряжении переход — эмиттер B_1 приобре-

тает смещение в прямом направлении и эмиттер переходит в область отрицательного сопротивления характеристической кривой (рис. 8.1). Начинается разряд через эмиттер конденсатора C_E , а на электроде B_1 вырабатывается положительный импульс. Этот импульс показан на рис. 8.3, б. (Для приведенных на схеме номиналов элементов параметры вырабатываемых импульсов приведены на рис. 8.3, б—г.)

До включения между электродами B_2 и B_1 протекает ток I_{B2} . При появлении эмиттерного тока происходит возрастание тока I_{B2} , поскольку падает сопротивление между B_2 и землей. На электроде B_2 при этом вырабатывается отрицательный импульс, как изображено на рис. 8.3, в.

Когда напряжение на эмиттере уменьшается до значения $U_{\text{макс}}$ (напряжение, приблизительно равное напряжению точки минимума $U_{\text{макс}}$ при чисто активном сопротивлении R_1), ОПТ выключается, если сопротивление R_E удовлетворяет определенным условиям. Конденсатор C_E снова начинает заряжаться, и цикл повторяется. Форма сигнала на эмиттере приведена на рис. 8.3, г.

8.2.1. Основы расчета генераторов на ОПТ

Как следует из приведенных на рис. 8.3 уравнений, период колебания (и, следовательно, частота) генератора на ОПТ определяется в основном значениями резистора R_E и конденсатора C_E . В большинстве практических случаев проектирование начинается с выбора ориентировочного значения сопротивления R_E , а не конденсатора C_E , поскольку номинал сопротивления R_E при реализации генератора должен удовлетворять определенным условиям. При больших его значениях ОПТ никогда не включится; при малых не выключится (до тех пор пока не будет снято напряжение источника питания). Эти условия можно проанализировать наилучшим образом с помощью приведенной на рис. 8.4 эмиттерной кривой. (Снова масштаб кривой не меняется для более детального ее рассмотрения.)

Выбор значения сопротивления эмиттера R_E . Как было показано, эмиттерный конденсатор C_E заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не станет равно $U_{\text{макс}}$. Этой точке на характеристической кривой соответствует максимальный эмиттерный ток $I_{\text{макс}}$, и для того чтобы включить ОПТ, значение сопротивления R_E должно быть достаточно малым, при котором протекает ток, немного превышающий ток $I_{\text{макс}}$. Следовательно, значение сопротивления R_E должно удовлетворять следующему условию:

$$R_E < \frac{U_1 - U_{\text{макс}}}{I_{\text{макс}}} = R_{E(\text{макс})},$$

где U_1 — прикладываемое напряжение смещения.

Нагрузочная линия 1, пересекающая характеристическую кривую в области отсечки, не позволяет провести включение ОПТ. Таким образом, значение сопротивления R_E должно быть несколько меньше, чтобы обеспечить работу ОПТ в области отрицательного сопротивления.

При выборе значения сопротивления R_E меньше чем $R_{E(\text{макс})}$ ОПТ включается и происходит разряд конденсатора C_E через эмиттер. Однако если же значение сопротивления R_E так мало, что ток эмиттера превышает ток минимума $I_{\text{мин}}$, то ОПТ не будет выключаться. В этих условиях сам ОПТ

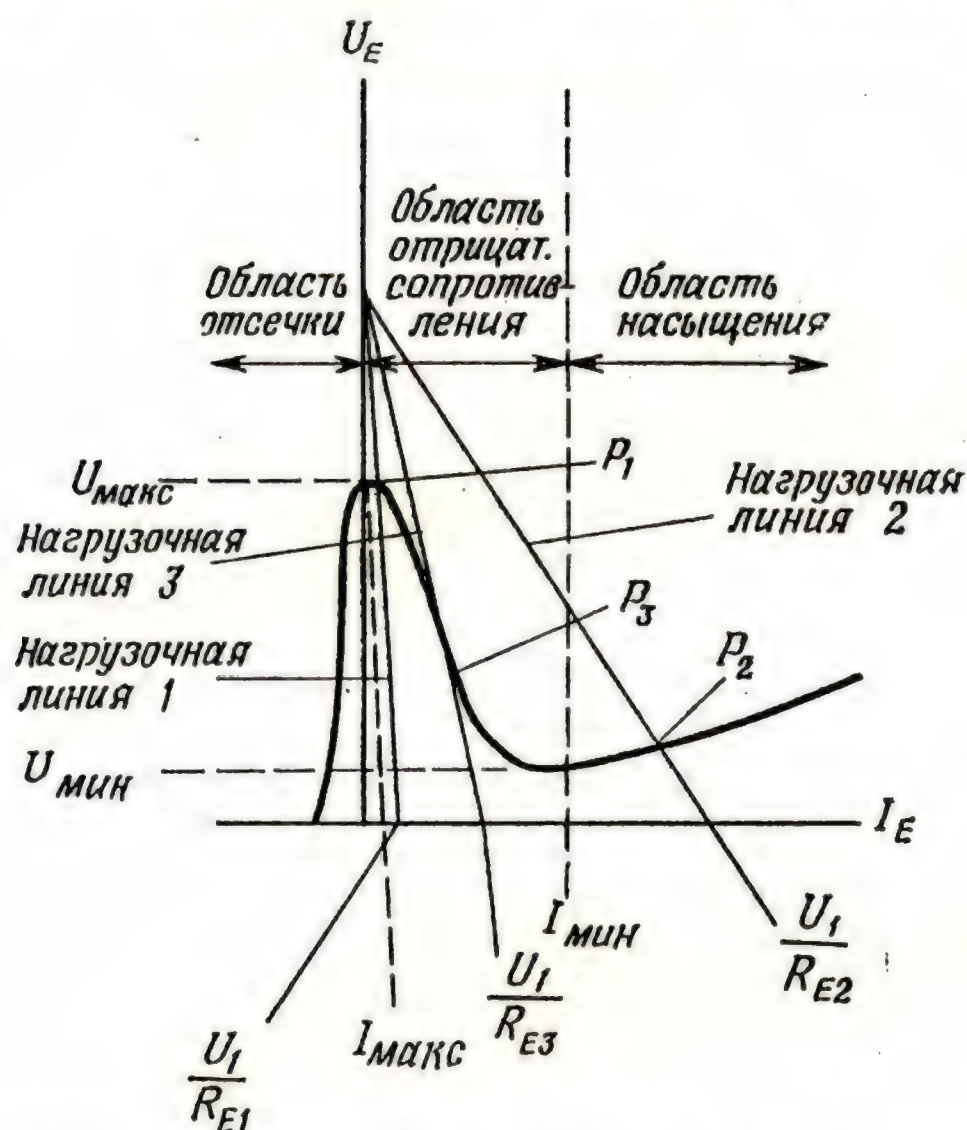


Рис. 8.4. Нагрузочные линии эмиттерной характеристики ОПТ.

функционирует в области насыщения, что иллюстрирует нагрузочная линия 2 на рис. 8.4. Минимальное же значение сопротивления R_E , при котором можно гарантировать генерацию, определяется следующим образом:

$$R_E > \frac{U_1 - U_{\text{мин}}}{I_{\text{мин}}} = R_{E(\text{мин})},$$

где U_1 — прикладываемое напряжение смещения.

Эмиттерному сопротивлению R_E , удовлетворяющему приведенным на рис. 8.3 требованиям по выбору значений $R_{E(\text{макс})}$ и $R_{E(\text{мин})}$, соответствует нагрузочная линия, пересекающая характеристическую кривую где-то в области отрицательного сопротивления. Этому случаю на рис. 8.4 соответствует нагрузочная линия 3. Однако в реальных схемах на ОПТ отклонения напряжения эмиттера в окрестности точки впадины незначительны. Следовательно, для гарантированного

выключения ОПТ значение сопротивления R_E должно быть в два или три раза больше, чем $R_{E(\text{мин})}$.

Выбор значения сопротивления R_2 в цепи базы 2. Основное назначение сопротивления R_2 (рис. 8.3) состоит в обеспечении температурной компенсации. Практически все параметры ОПТ зависят от температуры в большей или меньшей степени. При увеличении температуры возрастают межбазовое сопротивление и обратный ток эмиттера, в то время как напряжения максимума и минимума (и токи), коэффициент нейтрализации ОПТ и падение напряжения на диодном переходе уменьшаются. Коэффициент нейтрализации представляет собой один из параметров ОПТ и находится из следующего соотношения:

$$\text{Коэффициент нейтрализации} = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{U_{B1B2}},$$

где $U_{\text{мин}}$ — прямое падение напряжения на эмиттерном переходе. Как правило, основным параметром, на который воздействуют отклонения температуры окружающей среды, является частота колебаний генератора. Однако они влияют также и на выходное напряжение, что во многих случаях представляет определенный интерес.

Поскольку при увеличении температуры понижается как напряжение $U_{\text{мин}}$, так и коэффициент нейтрализации, напряжение $U_{\text{макс}}$ также понижается. Конечно, во многих применениях это крайне нежелательный фактор, в частности в схемах генераторов и выдержки времени. Это изменение напряжения $U_{\text{макс}}$ можно скомпенсировать с помощью введения последовательно с выводом базы 2 дополнительного резистора R_2 . При соответствующем выборе его номинала можно добиться изменения напряжения $U_{\text{макс}}$ менее 1 % при изменении температуры в интервале более 50 °С. Лучше всего выбирать значение сопротивления R_2 по приведенным в справочных материалах кривым. В качестве альтернативы можно рекомендовать определять приблизительное значение этого сопротивления из следующего уравнения:

$$R_2 = 0,015 \times U_1 \times \text{Межбазовое сопротивление} \times \text{Коэффициент нейтрализации}.$$

Выбор значения сопротивления R_1 в цепи базы 1. Основное назначение сопротивления R_1 (рис. 8.3) состоит в создании выходной нагрузки генератора. В некоторых случаях сопротивление R_1 включается с тем, чтобы обеспечить путь протекания межбазового тока. В некоторых схемах эта цепь предотвращает попадание тока в устройство, которое запитывается от генератора на ОПТ. В типовых схемах номинал этого резистора не превышает 100 Ом, но иногда может достигать 2 или 3 кОм. Обычно номинал резистора R_1 выби-

рается исходя из выходного напряжения, но может выбираться и как путь тока внешней схемы.

В первом случае оговаривается минимальное значение напряжения. Например, если генератор на ОПТ должен запускать КУВ или другой тиристорный прибор, а минимальное напряжение их запуска составляет 3 В, то максимальное падение напряжения на резисторе R_1 должно быть 3 В. Во втором случае обычно оговаривается максимальное падение напряжения. Например, если от генератора на ОПТ производится запуск КУВ (выходным импульсом на резисторе R_1), а фиксированное напряжение КУВ не должно превышать 50 мВ (между циклами включения), то падение напряжения на резисторе R_1 не должно превышать 50 мВ. Полагая что межбазовый ток равен 2,5 мА (а максимальное падение напряжения равно 50 мВ), значение сопротивления R_1 составит 20 Ом.

В некоторых справочных материалах по ОПТ приводятся кривые по расчету оптимального значения сопротивления R_1 , которое удовлетворяет различным режимам работы схемы. Если такие кривые приводятся, то ими надо и пользоваться, помня старое правило электроники, а именно: «когда еще чего-то недостает, следуйте рекомендациям».

Выбор значения эмиттерного конденсатора C_E . Значение конденсатора C_E определяется исходя из требуемого рабочего цикла (или частоты). Приведенное на рис. 8.3 уравнение для расчета значения конденсатора C_E является очень приближенным, поскольку оно не учитывает времени включения самого ОПТ или другие параметры схемы, а именно напряжение источника U_1 , падение напряжения $U_{\text{макс}}$, напряжение точки минимума $U_{\text{мин}}$, коэффициент нейтрализации или межбазовое напряжение U_{B1B2} . Однако приведенное в подписи к рис. 8.3 уравнение для определения периода колебаний дает достаточную точность для получения первого прикидочного значения.

8.3. Схемы включения на ОПТ для управления тиристорами

С помощью ОПТ можно простым способом получить импульс запуска тиристора, который синхронизирован с переменным напряжением сети при фазовом управлении (гл. 7). Такая система фазового управления на ОПТ и тиристорах представляет собой наиболее широко распространенный способ управления подачей мощности в электродвигатели, лампы и электронагреватели.

При подаче на такие схемы переменного напряжения сам тиристор (КУВ, триак и т. д.) находится в выключенном состоянии в начальной части каждого полупериода силового напряжения силовой сети. Затем в момент времени (фазовый угол), определяемый схемой управления, тиристор включается и остается во включенном состоянии оставшуюся часть полупериода. При управлении фазовым углом включения

тиристора имеется возможность обеспечить регулировку *откосительной мощности* в нагрузке.

Запускающие схемы на ОПТ реализуются на простом релаксационном генераторе, схема которого приведена на рис. 8.5. Следует отметить, что за двумя основными отличиями эта схема по существу аналогична показанной на рис. 8.3

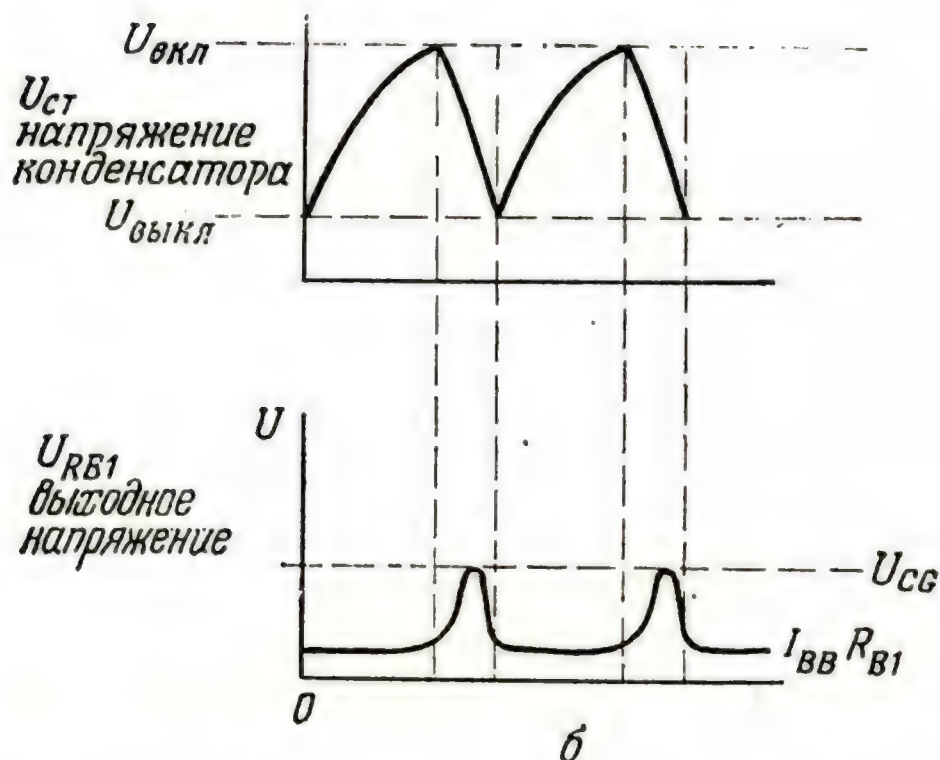
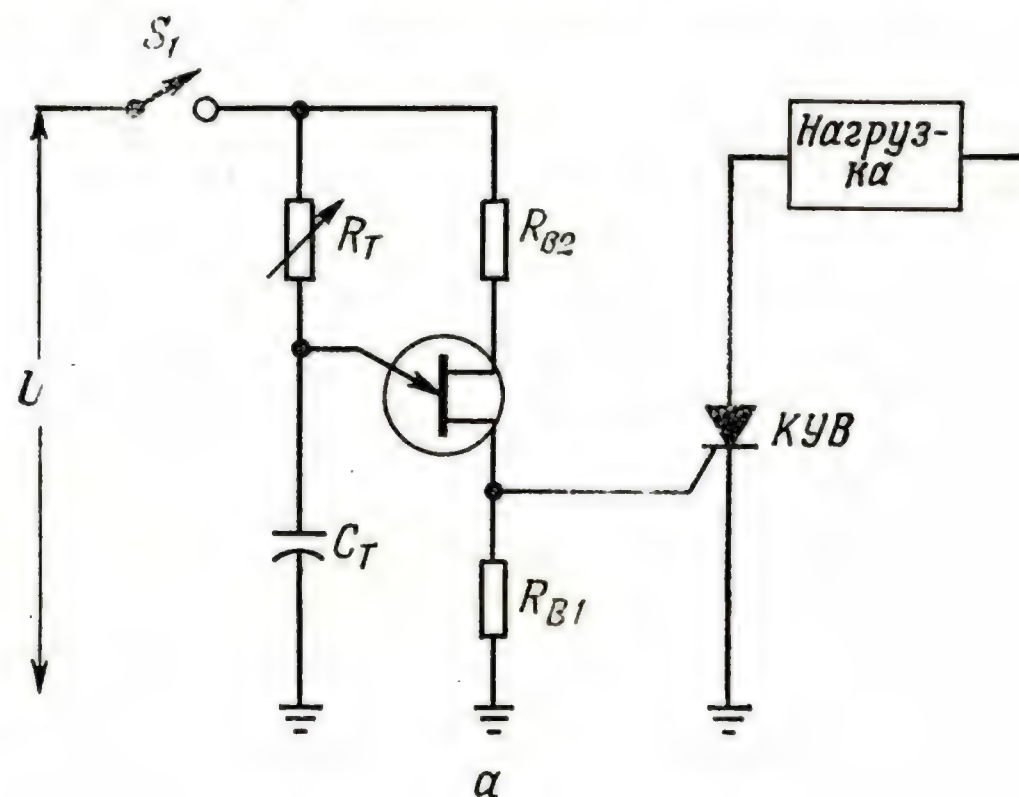


Рис. 8.5. Основная схема управления на ОПТ.

схеме генератора. В изображенной на рис. 8.5 схеме источник напряжения U_s является «управляемым» в том смысле, что он может включаться и выключаться с помощью ключа S_1 . Второе, выходной сигнал с базы 2 поступает на управляющий электрод тиристора, который в свою очередь включен последовательно с нагрузкой.

Резистор R_T и конденсатор C_T (рис. 8.5) образуют времязадающую цепь, которая определяет интервал времени между подачей напряжения на схему управления (соответствующий замыканию ключа S_1) и началом импульса включения тиристора. В показанной на рис. 8.5 схеме при чисто постоянном

токе от источника U_S генератор на ОПТ работает в автоколебательном режиме. Частоту колебаний определяют резистор R_T и конденсатор C_T . Максимальное значение напряжения выходного импульса срезается на уровне напряжения прямой проводимости диода, образованного управляющим электродом и катодом тиристора.

Для лучшего понимания принципа работы этой схемы следует рассмотреть эпюры напряжения на конденсаторе и выходного импульса на базе 2, которые изображены на рис. 8.5, б. При подаче напряжения на схему начинается заряд конденсатора C_T , скорость которого определяется его собственной емкостью и значением сопротивления R_T . Заряд прекращается при достижении напряжением конденсатора значения, равного точке максимального напряжения ОПТ. В это время обычным способом происходит переключение ОПТ в режим проводимости, чем достигается разряд конденсатора C_T через резистор R_{B1} и управляющий электрод тиристора. При постоянном токе от источника U_S цикл тотчас же повторяется. Во многих случаях однако напряжение U_S представляет собой анодное напряжение тиристора, так что цикл синхронизации не может снова начаться до тех пор, пока сам тиристор не заблокируется прямым напряжением и еще раз не создаст напряжение U_S .

8.3.1. Расчет схем управления на ОПТ

В течение того времени, когда происходит заряд конденсатора, через межбазовое сопротивление (R_{BV}) ОПТ протекает ток. Резистор R_{B1} включен в схему для того, чтобы обеспечить путь для этого тока, и, таким образом, сам ток не протекает через управляющий электрод тиристора. Однако это может привести к нежелательному включению самого тиристора. Значение резистора R_{B1} выбирается таким образом, чтобы создаваемое на нем максимальное напряжение не превышало 0,2 В. Для типового ОПТ, сопротивление R_{BV} которого лежит в пределах от 4 до 9 кОм, а типовое рабочее напряжение равно 20 В, значение сопротивления R_{B1} определяется следующим образом:

$$R_{B1} = \frac{0,2 R_{BV \text{ (мин)}}}{U_S} = \frac{0,2 \times 4 \text{ кОм}}{20} = 40 \text{ Ом.}$$

Как было показано в разд. 8.2.1, в некоторых справочных материалах на ОПТ рекомендуется определенное значение сопротивления в цепи базы 2 для конкретного типа тиристора. Его всегда следует использовать в качестве первого прикидочного значения.

Сопротивление R_{B2} в цепи базы 2 необходимо использовать только в тех случаях, когда требуется обеспечить некоторую температурную компенсацию. Его значение определяется

из уравнения или справочных материалов, как это было описано в разд. 8.2.1. В случае простых силовых схем управления, в частности для описанных в следующих параграфах этой главы систем с обратной связью, это сопротивление базы 2 ОПТ можно не использовать. В таких системах вывод базы 2 ОПТ непосредственно подключается к положительному контакту источника U_s .

Часто необходимо обеспечить синхронизацию начала выходных импульсов с точками перехода через нуль напряже-

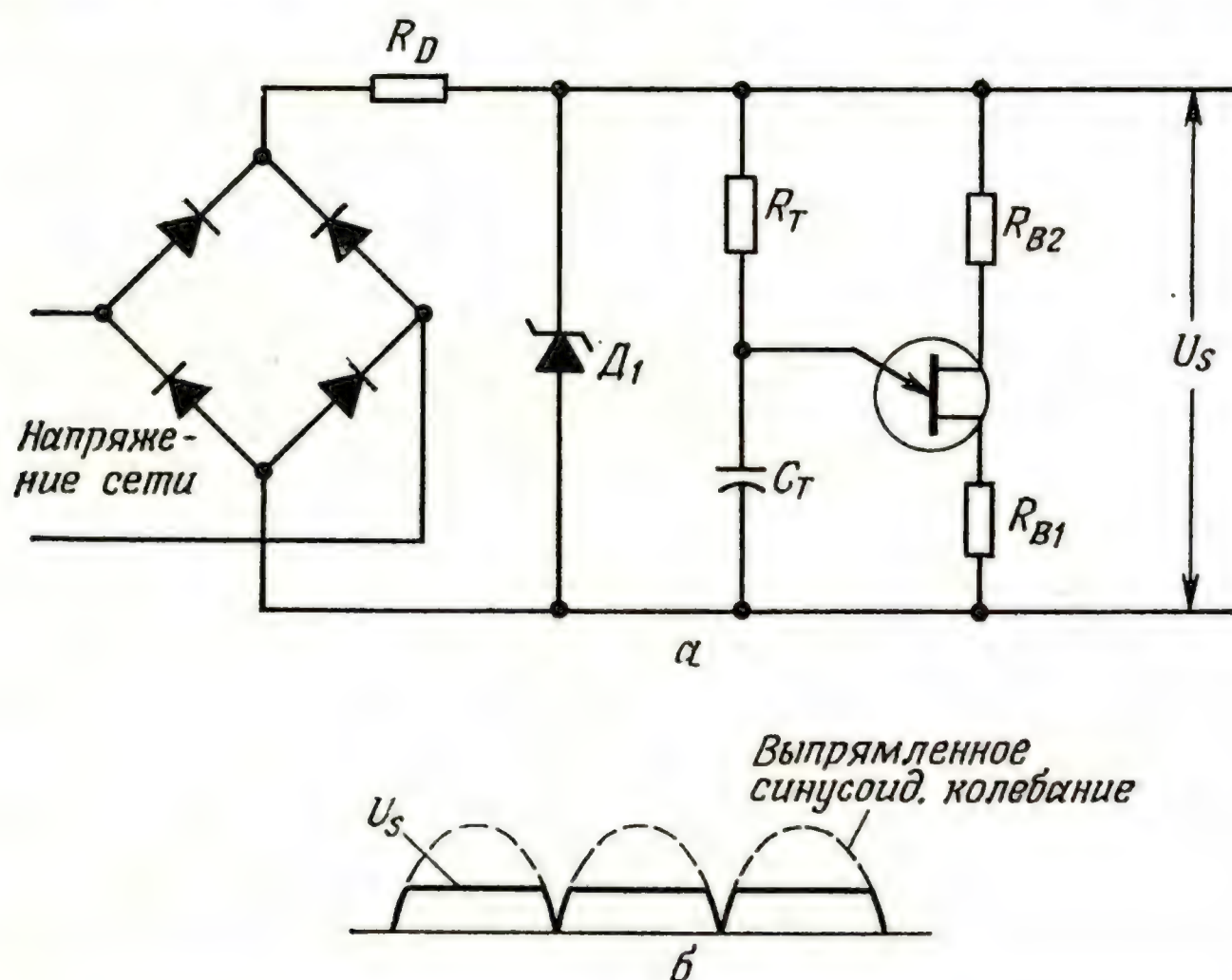


Рис. 8.6. Основная схема управления на ОПТ с синхронизацией от сети.

ния сети. На рис. 8.6 приведен один простой способ осуществления такой синхронизации. Стабилитрон D_1 ограничивает выпрямленное силовое напряжение, в результате чего и формируется напряжение U_s , как показано на рис. 8.6, б. Поскольку напряжение U_{B2B1} (и максимальное напряжение ОПТ) падает до нуля каждый раз, как напряжение сети переходит через нулевую точку, конденсатор C_T разряжается в конце каждого полупериода и к началу следующего полупериода находится в разряженном состоянии.

Для показанной на рис. 8.6 схемы, даже если ОПТ не был запущен в течение одного полупериода, в следующий полупериод конденсатор начнет заряд с нулевого напряжения, так что производится непосредственное управление фазовым углом начала импульса на каждом цикле (выбором номиналов C_T и R_T). Сам стабилитрон также обеспечивает стабилизацию напряжения времязадающей цепи, которая вырабатывает одинаковые импульсы, не зависящие от нормальных флуктуаций линейного напряжения.

8.3.2. Однополупериодная схема управления на ОПТ

Наиболее тривиальная реализация схемы управления на ОПТ соответствует приведенной на рис. 8.7 однополупериодной схеме. Номиналы резистора R_T и конденсатора C_T задают рабочую частоту колебаний. Следует отметить, что резистор R_T можно сделать переменным с тем, чтобы можно было регулировать фазовый угол (и, следовательно, подаваемую через тиристор мощность в нагрузку). Указанные на рисунке

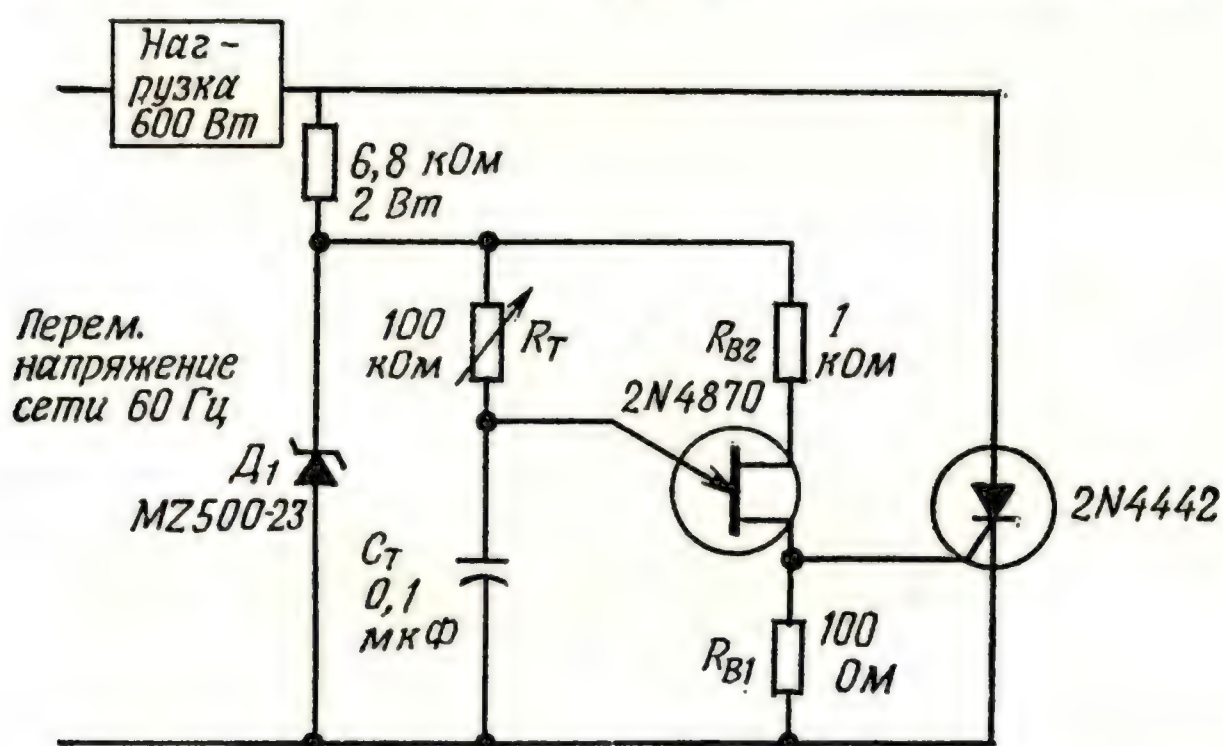


Рис. 8.7. Схема однополупериодного управления на ОПТ (резистивная нагрузка 600 Вт, частота сетевого напряжения 60 Гц).

номиналы резистора R_T и конденсатора C_T предназначены для стандартной сети 60 Гц.

Номиналы резисторов R_{B1} и R_{B2} находятся в справочных материалах (соответственно для выбранного типа тиристора и оптимального значения для предполагаемого температурного диапазона).

Тип стабилитрона D_1 определяется исходя из максимально допустимого межбазового напряжения ОПТ. Его напряжение стабилизации должно быть немного меньше этого максимально допустимого межбазового напряжения ОПТ. Тогда реальное межбазовое напряжение будет находиться в допустимых пределах (за счет дополнительного падения напряжения на резисторах R_{B1} и R_{B2}).

Значение сопротивления R_D выбирается с целью ограничения тока через стабилитрон D_1 и таким образом, чтобы не была превышена его допустимая мощность рассеяния. Поскольку стабилитрон D_1 находится в режиме стабилизации только в течение положительных полупериодов, положительный допустимый ток можно рассчитать, поделив его допустимую мощность рассеяния на половину напряжения стабилизации. Например, если стабилитрон D_1 характеризуется номинальной мощностью рассеяния 150 мВт и напряжением стабилизации 24 В, то допустимый положительный ток составит

12,5 мА ($24 \times 0,5 = 12$; $0,150/12 = 0,0125$). Если в справочных материалах по стабилитронам указан определенный ток, обычно обозначаемый как I_{ZT} , хотя может быть и другое обозначение, необходимо использовать его значение в качестве $I_{\text{положит}}$.

Поскольку определен ток положительного полупериода, то значение сопротивления R_D находится следующим образом: сначала вычтем из среднеквадратичного значения линейного напряжения напряжение стабилитрона, умноженное на 0,7, а

затем поделим результат на найденный положительный ток. Предположим например, что напряжение стабилитрона равно 24 В, линейное напряжение равно 115 В и ток $I_{\text{положит}}$ равен 15 мА. Тогда $R_D = 115 - (0,7 \times 24 / 0,015 = 6,8 \text{ кОм}$ или ближайший стандартный номинал.

Хотя при вычислении значения сопротивления необходимо учитывать только положительные полупериоды, его номинальную мощность требуется рассчитывать исходя из двухполупериодного режима работы. (На отрицательном полупериоде стабилитрон D_1 проводит, т. е. работает как выпрямитель, в дополнение к формированию напряжения U_s на положительном полупериоде.) Для численных результатов примера,

а именно 6,8 кОм и 15 мА, минимальная расчетная мощность резистора R_D равна $(I^2 R)$, т. е. $15 \times 10^{-3} \times 15 \times 10^{-3} = 225 \times 10^{-6}$; $6800 \times 225 \times 10^{-6} = 1,53 \text{ Вт}$; для обеспечения надежной работы схемы выберем резистор R_D мощностью 2 Вт.

8.3.3. Двухполупериодная работа с помощью переключаемого однополупериодного управления

В приведенной на рис. 8.7 схеме тиристор функционирует как прибор управления мощностью и выпрямитель, т. е. в течение положительного полупериода в нагрузку поступает мощность, тогда как на отрицательном полупериоде мощность не выделяется. Эта схема обеспечивает двухконтактное управление и может вводиться для замены ключа.

Если в верхних крайних положениях этого управления желательно получить двухполупериодную мощность, то в схему можно ввести ключ, который будет закорачивать КУВ, когда R_T приходит к положению своей максимальной мощности.

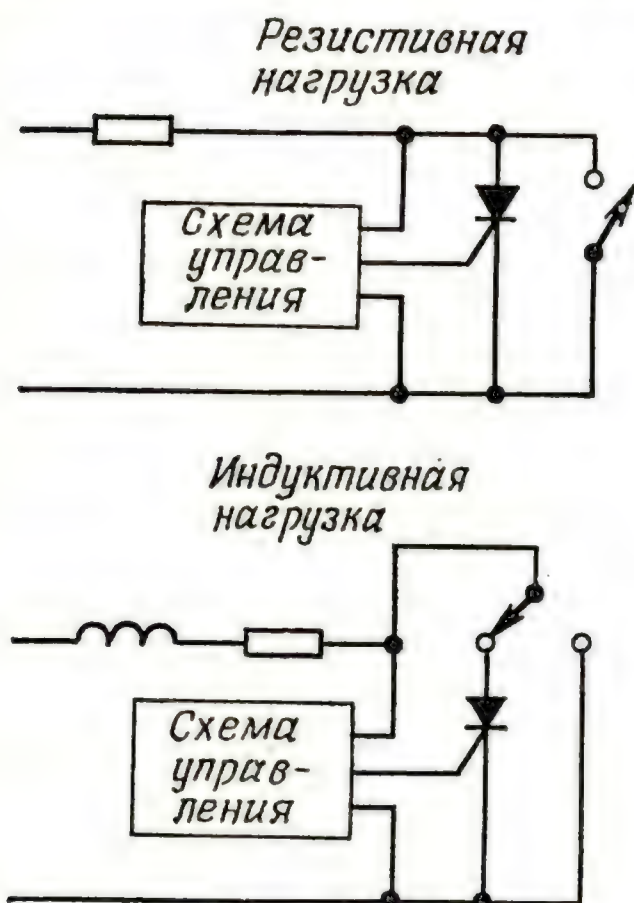


Рис. 8.8. Двухполупериодная работа с помощью переключения однополупериодного управления.

При резистивной нагрузке этот ключ включается параллельно КУВ. При индуктивной же нагрузке ее необходимо перенести от КУВ на непосредственную связь, как показано на рис. 8.8.

8.3.4. Двухполупериодное управление с помощью триггера на ОПТ

Двухполупериодное управление можно реализовать с помощью введения в схему мостового выпрямителя или импульсного трансформатора и при замене типа тиристора с КУВ на

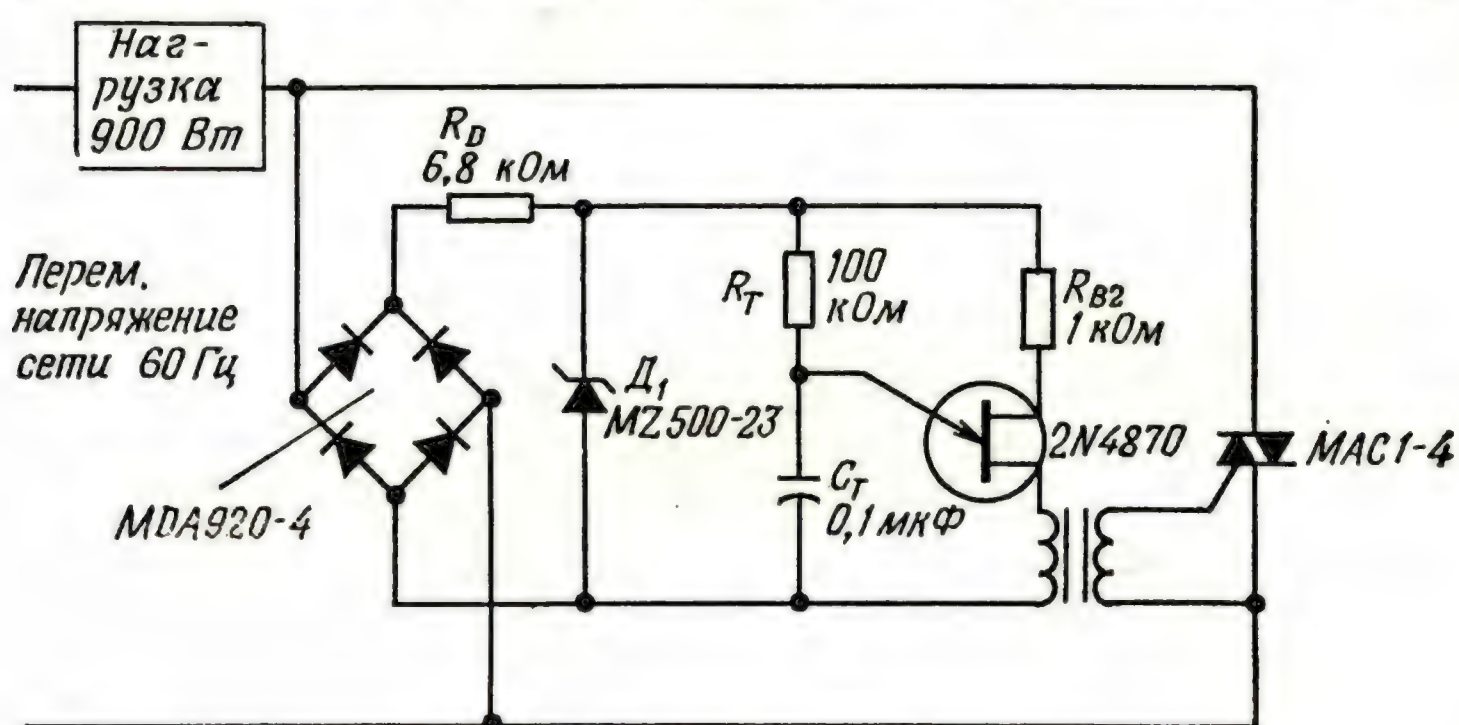


Рис. 8.9. Двухполупериодная схема управления на ОПТ со стандартными номиналами элементов (нагрузка 900 Вт, частота сетевого напряжения 60 Гц).

триак, как показано на рис. 8.9. В этой схеме нет необходимости использовать сопротивление R_{B1} , поскольку импульсный трансформатор изолирует тиристор от установившегося тока ОПТ.

8.3.5. Схема на ОПТ двухполупериодного управления постоянным выходным напряжением

Временами необходимы схемы, которые обеспечивали бы постоянное выходное напряжение независимо от изменений напряжения сети. Этого можно добиться путем введения последовательно с резистором R_D потенциометра, как это показано на рис. 8.10. Значение этого потенциометра P_1 должно составлять порядка 10 % (или меньше) номинала резистора R_D . В рабочем режиме потенциометр P_1 отрегулирован таким образом, чтобы обеспечивалось приемлемое значение постоянного выходного напряжения в требуемом диапазоне напряжения сети. При возрастании напряжения сети увеличивается и напряжение на подвижном контакте потенциометра P_1 , что вызывает повышение межбазового напряжения (и максимального напряжения ОПТ). Увеличение напряжения в точке мак-

симула приводит к тому, что конденсатор C_T заряжается до более высокого значения и, следовательно, до появления импульса включения проходит большее время. Эта дополнитель-

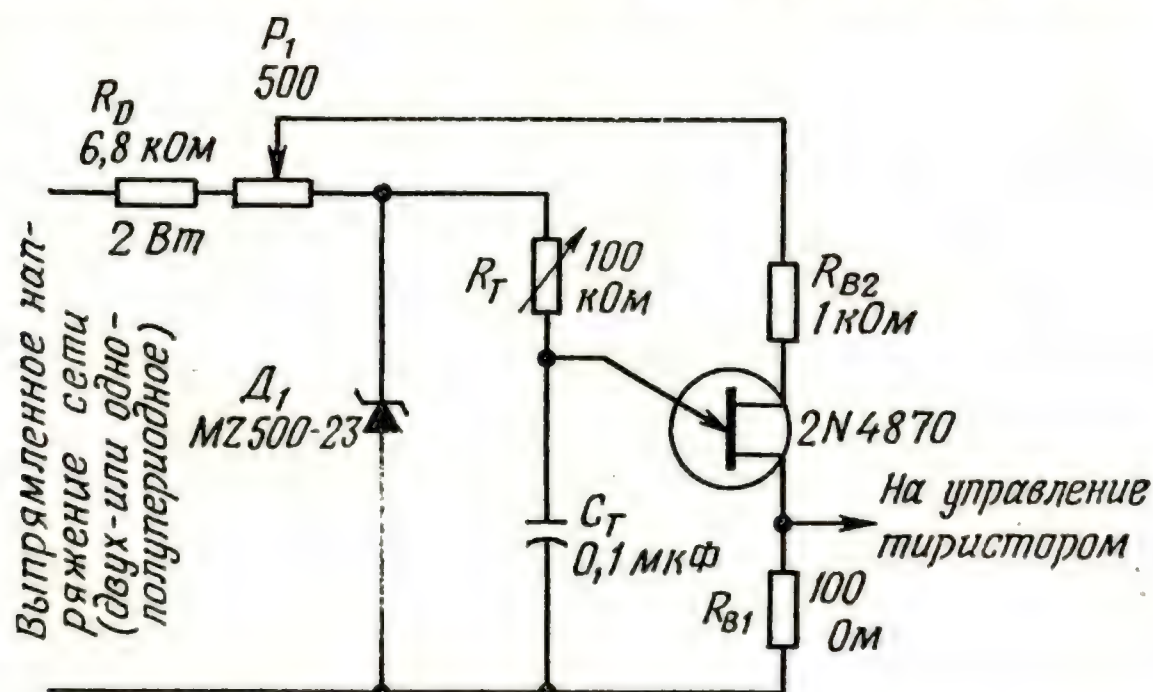


Рис. 8.10. Схема управления на ОПТ при компенсации напряжения сети.

ная задержка уменьшает угол проводимости тиристора и способствует поддержанию среднего напряжения на приемлемом постоянном уровне.

8.3.6. Схемы управления на ОПТ с обратной связью

В описанных ранее схемах подразумевалось ручное управление. При этом управление выходной мощностью производилось с помощью поворота рукой оси потенциометра R_T . Простые схемы с обратной связью можно реализовать при замене резистора R_T на термо- или светочувствительные резисторы. Однако в таких схемах нет возможности отрегулировать уровни рабочих сигналов. Как ручное, так и автоматическое (обратная связь) управление можно сформировать путем введения транзистора в исходную схему управления на ОПТ.

На рис. 8.11 показано управление с обратной связью, реализованное на чувствительном резисторе R_S (датчике). Чувствительный резистор должен реагировать на какое-либо внешнее воздействие, а именно тепло, свет, давление, влажность или электромагнитное поле. Резистор R_C служит для ручного управления и задания требуемой рабочей точки. Транзистор T_1 включен как эмиттерный повторитель, так что увеличение сопротивления R_S приводит к снижению напряжения на базе и, следовательно, протекает больший ток.

Ток транзистора T_1 создает напряжение для заряда конденсатора C_T , который производит включение ОПТ при некотором фазовом угле. При возрастании значения сопротивления R_S в конденсатор поступает больший ток; напряжение нарастает быстрее, что способствует более раннему включе-

нию ОПТ (меньший фазовый угол) и в нагрузке выделяется большая мощность. Таким образом, эта схема используется в тех случаях, когда значение чувствительного сопротивления уменьшается при чрезмерной мощности в нагрузке. Если же

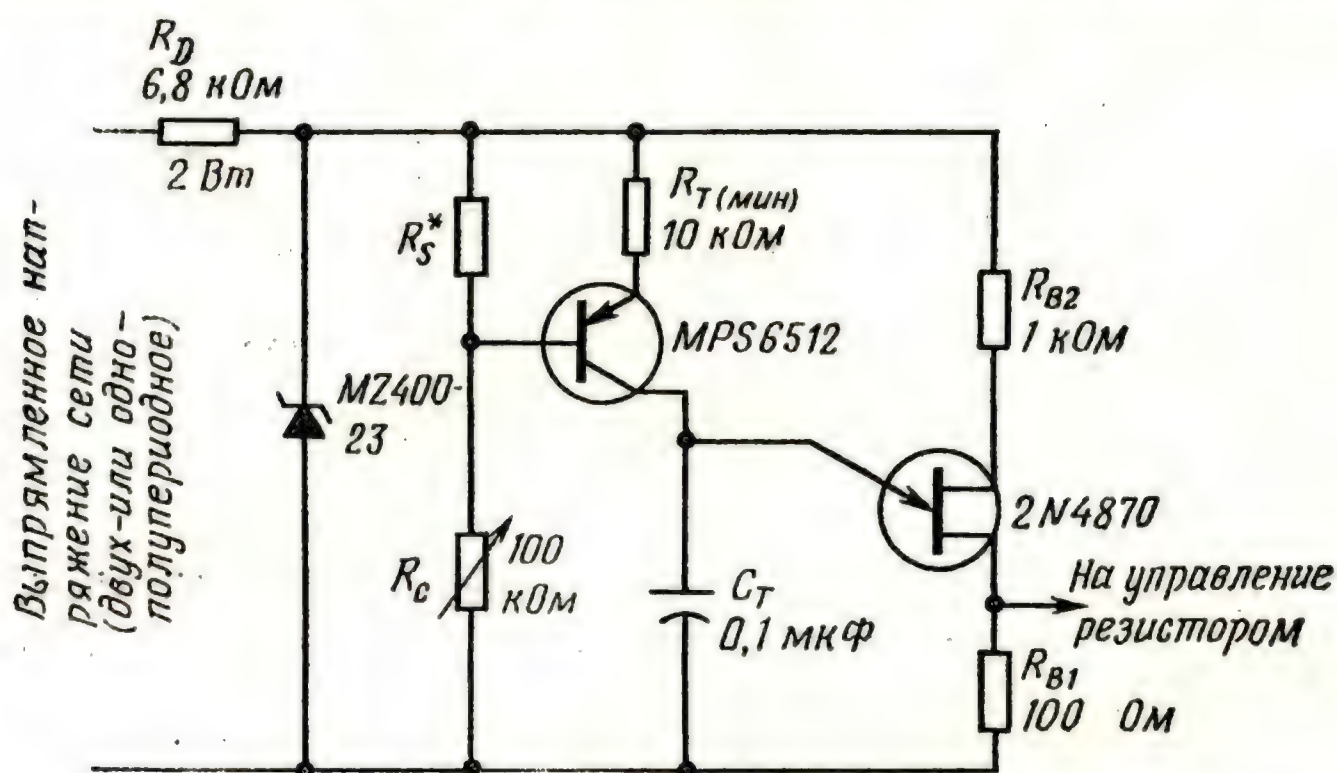


Рис. 8.11. Схема управления на ОПТ с обратной связью.

* Значение R_S выбирается в диапазоне 3—5 кОм в зависимости от заданного выходного напряжения.

одновременно с возрастанием мощности в нагрузке увеличивается и значение чувствительного сопротивления, то сопротивления R_S и R_C необходимо поменять местами.

8.4. Генераторы пилообразных сигналов на ОПТ

Благодаря своим определенным характеристикам ОПТ наиболее пригодны для реализации источников сигналов пилообразной формы. Форма напряжения на эмиттерном выводе ОПТ основного релаксационного генератора достаточно хорошо аппроксимирует пилообразный сигнал. Однако если эмиттерный выходной сигнал ОПТ генератора подключить непосредственно к нагрузке (или индуктивной, или резистивной), то в схеме может произойти срыв колебаний. И даже если генерация продолжается, форма сигнала значительно искажается.

Наиболее реальный способ сопряжения выходного сигнала с эмиттера генератора на ОПТ и нагрузки заключается в использовании эмиттерного повторителя с непосредственной связью. Подобная схема изображена на рис. 8.12. Следует отметить, что здесь возможна простая непосредственная связь вследствие того, что типовое значение минимального напряжения эмиттера ОПТ $U_{E(мин)}$ составляет приблизительно 1,2 В. Если же напряжение $U_{E(мин)}$ меньше стандартного падения напряжения цепи база — эмиттер транзистора, то форма

выходного сигнала на нагрузочном резисторе R_H обрезается. Однако типовое значение падения напряжения перехода

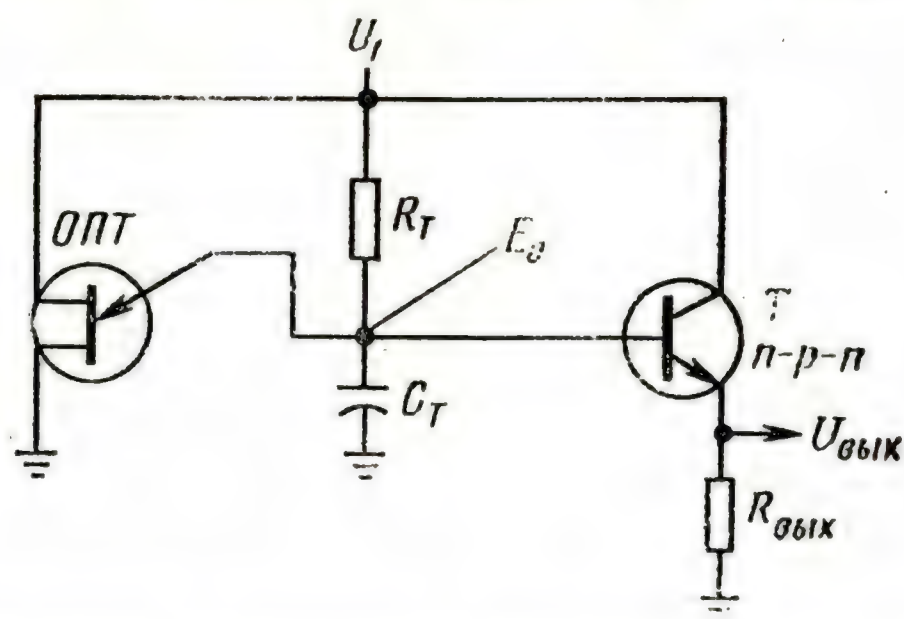


Рис. 8.12. Основной генератор пилообразных сигналов на ОПТ.

$\frac{(\beta+1) R_H}{R_T + (\beta+1) R_H} > \text{максимальный коэффициент нейтрализации}; R_T \approx \text{полное сопротивление нагрузки} \approx 0,1 \div 0,2 \times (\beta+1) R_H; C_T \approx \text{период} / [R_T + 1/(1 - \text{коэффициент нейтрализации})]; U_{\text{вых}} \approx E_0 \times 0,9 \approx U_1 \times 0,3; U_1 \approx U_{\text{вых}}(\text{требуемое})/0,3; R_{\text{вых}} = \text{требуемое полное сопротивление нагрузки}.$

база — эмиттер кремниевого транзистора составляет около 0,7 В (что значительно меньше 1,2 В).

8.4.1. Основы расчета

Основное внимание при проектировании приведенной на рис. 8.12 схемы необходимо уделить влиянию нагружающего эмиттерного повторителя. Небольшое значение нагрузки приводит к сдвигу частоты колебаний, а при ее увеличении может произойти срыв колебаний. Для того чтобы минимизировать влияние нагрузки на частоту колебаний необходимо выбирать как можно большие значения сопротивления R_H и параметра β $n-p-n$ -транзистора T_1 . Если же значения сопротивления R_H или β малы, то генерации не возникнет. Для того чтобы гарантировать возникновение колебаний, значения сопротивления R_H и параметра β должны удовлетворять определенному соотношению относительно максимального коэффициента нейтрализации, как показано на рис. 8.12.

Необходимо также учитывать и влияние температуры окружающей среды. При использовании каскада эмиттерного повторителя окружающая температура влияет на два его основных параметра. Первое, при температурных изменениях параметра β происходит соответствующее изменение нагрузки и, следовательно, частоты колебаний. Для того чтобы минимизировать это влияние температуры, в приведенном в подписи к рис. 8.12 уравнению член $(\beta+1) R_H$ должен быть значительно больше R_T . С помощью приведенных на рис. 8.12 уравнений определяются и обеспечивающие требуемую ча-

стоту пилообразных колебаний значения конденсатора C_T и резистора R_T . Однако весь расчет начинается с выбора значения сопротивления R_T , которое ориентировочно задается как 0,1 или 0,2 от $(\beta + 1)R_H$. Если при этом получается не приемлемое на практике значение конденсатора C_T , следует повысить значение сопротивления R_T таким образом, чтобы получилось реальное значение конденсатора C_T .

Второе, изменение температуры оказывает влияние на коллекторный ток утечки биполярного транзистора T_1 . Следует отметить, что этот ток добавляется к эмиттерному току утечки ОПТ. Оба тока приводят к возрастанию частоты колебаний при увеличении температуры окружающей среды. Влияние этих токов утечки на частоту колебаний можно минимизировать путем выбора большего значения конденсатора C_T . При использовании кремниевого транзистора типа $n - p - n$ влиянием этих токов утечки можно пренебречь при температурах ниже 100°C .

При реализации эмиттерного повторителя на $p - n - p$ -транзисторе можно добиться некоторого улучшения рабочих характеристик этой схемы. Для $p - n - p$ -транзистора рабочее сопротивление нагрузки $(\beta + 1)R_H$ включается параллельно R_T , поэтому отсутствует опасность прекращения генерации из-за низкого значения параметра β или сопротивления. Другое преимущество заключается в том, что коллекторный ток утечки биполярного транзистора вычитается из эмиттерного тока утечки ОПТ, чем и достигается некоторая температурная компенсация. Это, в частности, верно при использовании кремниевого $p - n - p$ -транзистора.

8.4.2. Пример расчета генераторов пилообразных напряжений на ОПТ

Предположим, что приведенная на рис. 8.12 схема должна формировать пилообразное выходное напряжение, минимальное значение которого на нагрузке 1 кОм составляет приблизительно 5 В. При этом имеется в наличии источник питания с напряжением 20 В и используется транзистор, параметр β которого равен 50.

Исходя из требуемой нагрузки выбираем значение сопротивления $R_H = 1$ кОм. Поскольку параметр $(\beta + 1)R_H$ равен 51 кОм, значение сопротивления R_T должно лежать в пределах от 5,1 до 10,2 кОм. Выберем для него минимальное значение, а именно 5,1 кОм. Подставляя эти значения в условие для максимального коэффициента нейтрализации, получаем

$$\frac{(50 + 1) \times 1000}{5100 + [(50 + 1) \times 1000]} = \frac{51\,000}{59\,000} \approx 0,9.$$

Поскольку полученное значение (0,9) больше максимального коэффициента нейтрализации (0,7), режим генерации поддерживается.

При имеющемся в наличии источнике $U_1 = 20$ В выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ должно быть равно 6 В ($20 \times 0,3$), что также больше требуемого значения (5 В). При напряжении 6 В на сопротивлении $R_H = 1$ кОм через эмиттерный повторитель протекает ток 6 мА. Конечно, эмиттерный повторитель должен обеспечивать рассеивание этой мощности плюс любой проходящий через нагрузку ток. Для $R_T = 5,1$ кОм и требуемой частоты (периода) колебаний выбирается соответствующее значение конденсатора C_T (как показано в уравнениях в подписи к рис. 8.12).

8.4.3. Улучшение линейности генераторов пилообразных напряжений на ОПТ

Во многих случаях линейность пилообразного напряжения, снимаемого с исходного релаксационного генератора на ОПТ, является недостаточной. Более линейную форму пилообразного напряжения можно получить с помощью ОПТ с наименьшим значением коэффициента нейтрализации. Однако даже

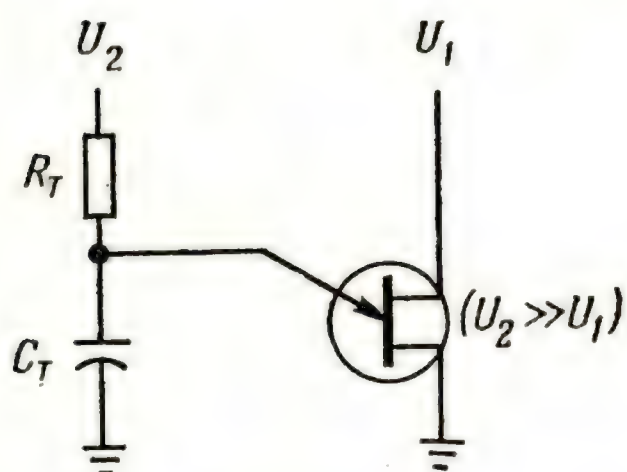


Рис. 8.13. Использование высоковольтного источника питания для заряда времязадающего конденсатора генератора пилообразных сигналов на ОПТ.

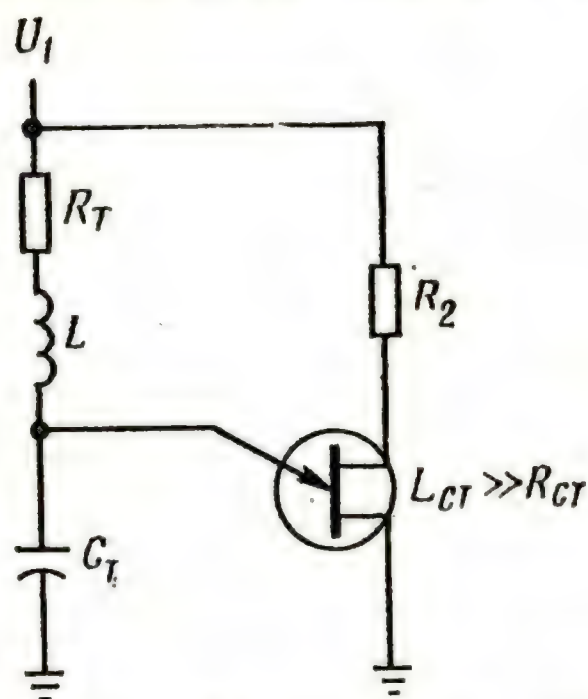


Рис. 8.14. Использование зарядной индуктивности для поддержания постоянного тока заряда генератора пилообразных сигналов на ОПТ.

при низком значении коэффициента нейтрализации трудно получить нелинейные искажения менее 10 %. Для улучшения линейности пилообразного напряжения генератора на ОПТ можно использовать простые схемные доработки. В следующих разделах описываются некоторые реальные схемы.

Высокое напряжение. Прямой метод использования более высокого значения напряжения источника питания для заряда времязадающего конденсатора показан на рис. 8.13. Это наиболее дешевый метод улучшения линейности, когда в наличии имеется высоковольтный источник питания. Однако приведенной на рис. 8.13 схеме свойствен определенный недостаток; стабильность частоты ее колебаний ниже, чем при единственном источнике питания.

Зарядная индуктивность. На рис. 8.14 приведен способ заряда времязадающего конденсатора через дроссель, поддерживающий постоянный ток заряда. В этой схеме постоянная времени зарядной цепи гораздо больше периода колебаний, как следует из приведенного уравнения. При этом обычно получаются неприемлемые габариты индуктивности L при частотах колебаний ниже 1 кГц.

Коллекторные характеристики. На рис. 8.15 показан способ поддержания постоянного значения зарядного тока кон-

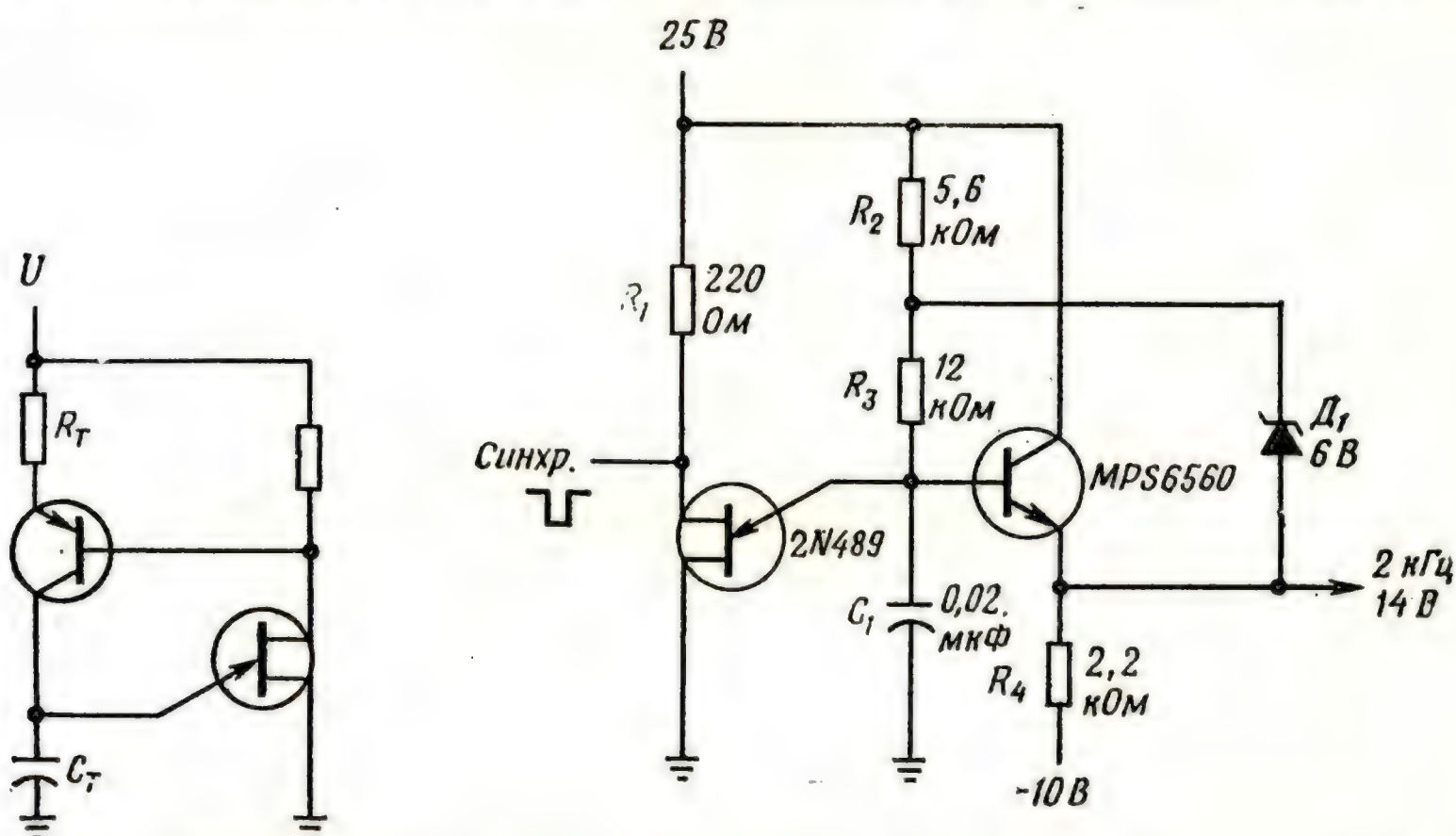


Рис. 8.15. Использование источника постоянного тока для генератора пилообразных сигналов на ОПТ.

Рис. 8.16. Схема генератора пилообразных сигналов на ОПТ со стабилитроном в обратной связи.

денсатора с помощью высокого выходного полного сопротивления, включенного по схеме с общей базой транзистора. Значения сопротивления R_T и конденсатора C_T остаются такими же, как и в основной схеме.

Самостабилизация стабилитроном. В приведенной на рис. 8.16 схеме постоянное напряжение на резисторе R_3 поддерживается с помощью стабилитрона D_1 и транзисторного усилительного каскада типа эмиттерного повторителя, так что в течение всего цикла ток заряда конденсатора остается постоянным. Схема экономична, поскольку транзистор в ней выполняет две функции, а именно используется как делитель стабилизирующей схемы и как выходной усилительный каскад. Следует отметить, что резистор R_4 подключен к отрицательному источнику питания. При заземленном резисторе R_4 протекающий через стабилитрон D_1 ток ограничивается в нижней части пилообразного напряжения.

Указанные номиналы элементов C_1 , R_1 , R_2 и R_3 обеспечивают частоту пилообразного напряжения около 2 кГц. Эти

номиналы выбирались исходя из тех же принципов, что и в основной схеме. Напряжение стабилитрона D_1 равно 6 В; это типовое значение при напряжениях источника питания

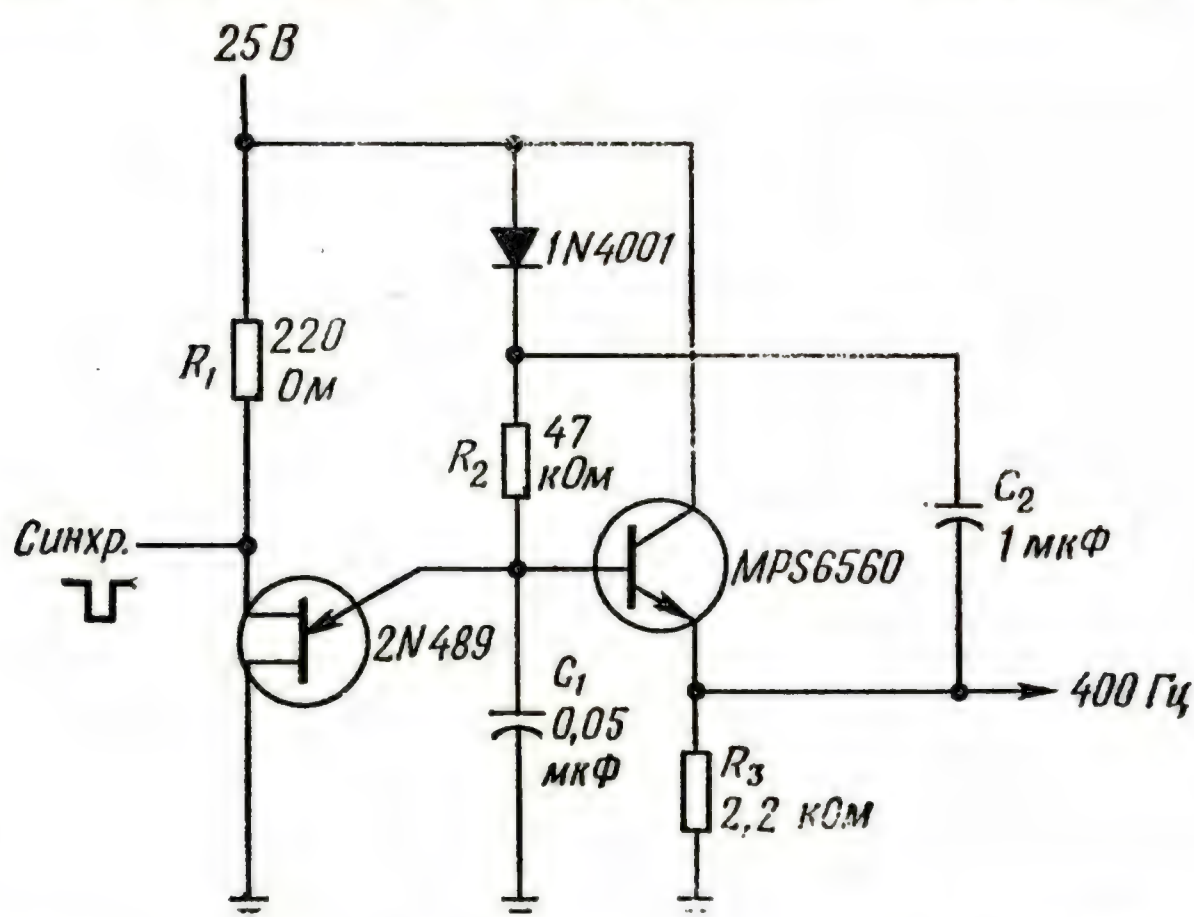


Рис. 8.17. Схема генератора пилообразных сигналов на ОПТ с конденсатором в обратной связи.

в диапазоне от 20 до 25 В. Значение сопротивления R_4 выбирается исходя из согласования с заданным полным сопротивлением нагрузки. Однако изменение номинала резистора

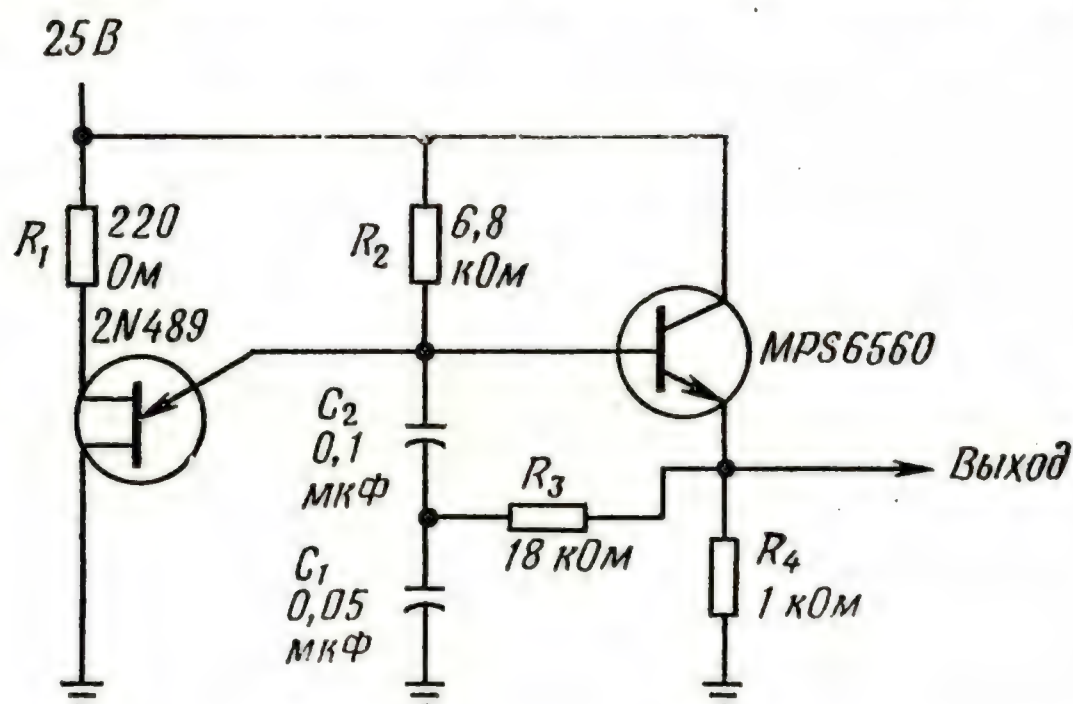


Рис. 8.18. Схема компенсации второго порядка в генераторе пилообразных сигналов на ОПТ (RC-интегратор).

R_4 вызывает отклонение выходного напряжения, все же другие параметры схемы не меняются. Следует отметить, что частота колебаний приведенной на рис. 8.16 схемы в некоторой степени зависит от напряжения источника питания.

Самостабилизация конденсатором. В схеме, изображенной на рис. 8.17, вместо стабилитрона используется конденса-

тор C_2 . При такой замене появляется возможность исключить источник отрицательного напряжения и, таким образом, сделать частоту колебаний менее зависимой от напряжения источника питания. В каждой из приведенных на рис. 8.13—8.17 схем линейность ограничивается из-за нагружающего влияния выходного каскада, так что невозможно улучшить линейность выше определенного уровня. Это значение определяется параметром $(\beta + 1)R_L$.

RC-интегратор. На рис. 8.18 показан один из способов компенсации как нагружающего влияния выходного каскада, так и изменения зарядного тока времязадающего конденсатора. Резистор R_3 и конденсатор C_2 работают как интегрирующая сигнал цепь. При изменении номиналов R_3 и C_2 выходной сигнал можно сделать вогнутым, выпуклым или линейным. На практике собирают макет этой схемы, а вместо резистора R_3 включают потенциометр. Контролируя выходной сигнал по осциллографу с помощью потенциометра R_3 , добиваются наиболее линейной формы сигнала.

8.5. Мультивибраторы на ОПТ

В качестве мультивибратора можно использовать единственный ОПТ (гл. 4). Исходная схема мультивибратора на ОПТ приведена на рис. 8.19. Следует отметить, что эта схема

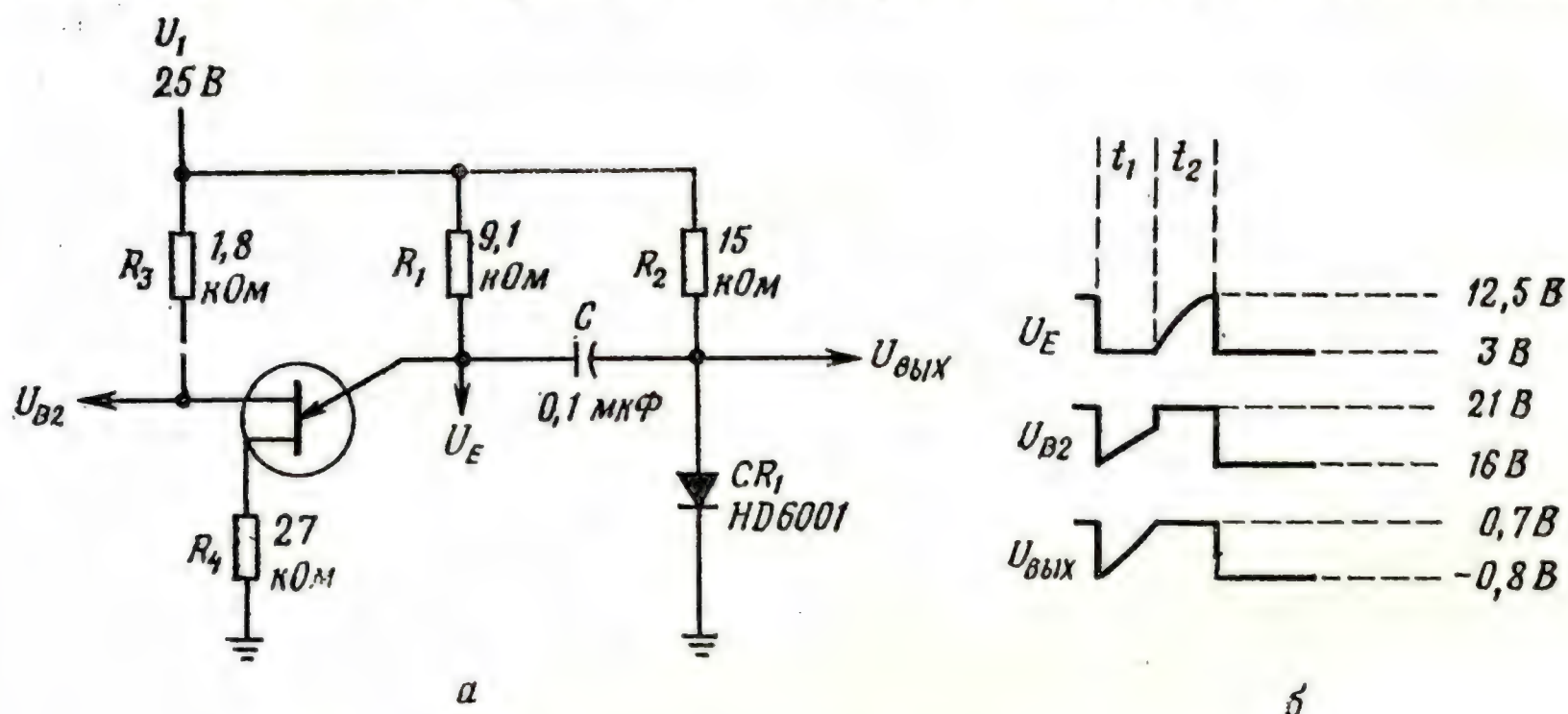


Рис. 8.19. Схема мультивибратора на ОПТ.

$$t_1 \approx R_1 C \times 1 [(U_1 - U_E) / (U_1 - U_{\text{макс}})];$$

$$t_2 \approx R_2 C \times 1 [(U_1 + U_{\text{макс}} + U_E) / U_1]; \text{ когда } t_1 = t_2, \text{ тогда } R_2 \approx 2R_1; U_E \approx \text{эмиттерное напряжение, измеренное при } I_E \approx U_1 (R_1 + R_2) / R_1 R_2.$$

аналогична исходному релаксационному генератору, но в нее добавлены резистор R_2 и диод CR_1 . При заряде конденсатора C диод CR_1 смещен в прямом направлении. Как обычно, время заряда определяется номиналами резистора R_1 и конденсатора C . Однако, когда происходит разряд конденсатора C , диод CR_1 смещен в обратном направлении (отрицатель-

ный анод диода). До тех пор пока заряжается конденсатор C , ток разряда должен протекать через резистор R_2 ; постоянная R_2C определяет время разряда.

Как следует из приведенных эпюр сигнала, выходное напряжение на базе 2 представляет собой приблизительно прямоугольное колебание; интервалы включенного и выключенного состояний определяются соответственно резисторами R_1 и R_2 . Время t_1 характеризует период выключенного состояния ОПТ, а время t_2 — включенного, при котором диод CR_1

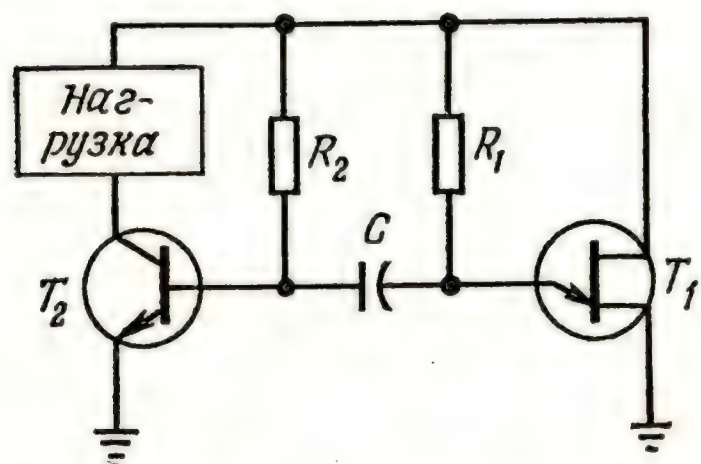


Рис. 8.20. Мультивибратор на ОПТ при связи с нагрузкой через $p-n-p$ -транзистор.

смещен в обратном направлении. Приведенные в подписи к рис. 8.19 уравнения дают вполне приемлемую точность при расчете этих времен. Однако в тех случаях, когда $t_1 = t_2$, существует простое правило для выбора номиналов резисторов, а именно $R_2 = 2R_1$. При создании макетных образцов этой схемы ориентировочное значение времени t_1 рассчитывают исходя из постоянной

времени R_1C . Затем используется переменное сопротивление R_2 , начальное значение которого в два раза выше, чем у R_1 .

Исходный мультивибратор на ОПТ сопрягается с обычным транзистором, как показано на рис. 8.20. В этой схеме вместо диода (рис. 8.19) используется диод перехода база — эмиттер самого транзистора. Преимущество схемы рис. 8.20 состоит в том, что нагрузка полностью развязана с времязадающей цепью. Однако значения всех времен остаются такими же.

Следует отметить, что в показанной на рис. 8.20 схеме не используются резисторы в цепях базы 1 и базы 2. Резистор в цепи базы 1 не требуется в этой схеме, хотя его введение позволяет минимизировать чрезмерный ток эмиттера при включенном состоянии ОПТ (если это требуется в конкретном случае). Резистор в цепи базы 2 обеспечивает температурную компенсацию, но использование его определяется конкретным применением данной схемы. Для изображенной на рис. 8.19 схемы в цепи базы 2 необходим резистор R_3 , так как на нем выделяется выходной сигнал. В схеме же, где выходной сигнал снимается с транзистора (рис. 8.20), температурная компенсация отсутствует.

8.6. Регенеративные усилители на ОПТ

Схему исходного релаксационного генератора на ОПТ можно приспособить для реализации регенеративного импульсного усилителя. Такая усилительная схема приведена на

рис. 8.21. Следует отметить, что схема представляет собой по существу все тот же релаксационный генератор, в который введены два резистора. Резистор R_H создает нагрузку для входного запускающего сигнала или выходного импульса. Резисторы R_3 и R_E образуют делитель напряжения. Напряжение в точке соединения резисторов R_3 и R_E устанавливается таким, чтобы ОПТ включался только при наличии сигнала запуска. При этом задается такое отношение резисторов R_3 и R_E , чтобы в выключенном состоянии эмиттерное напряжение не превышало напряжение точки максимума.

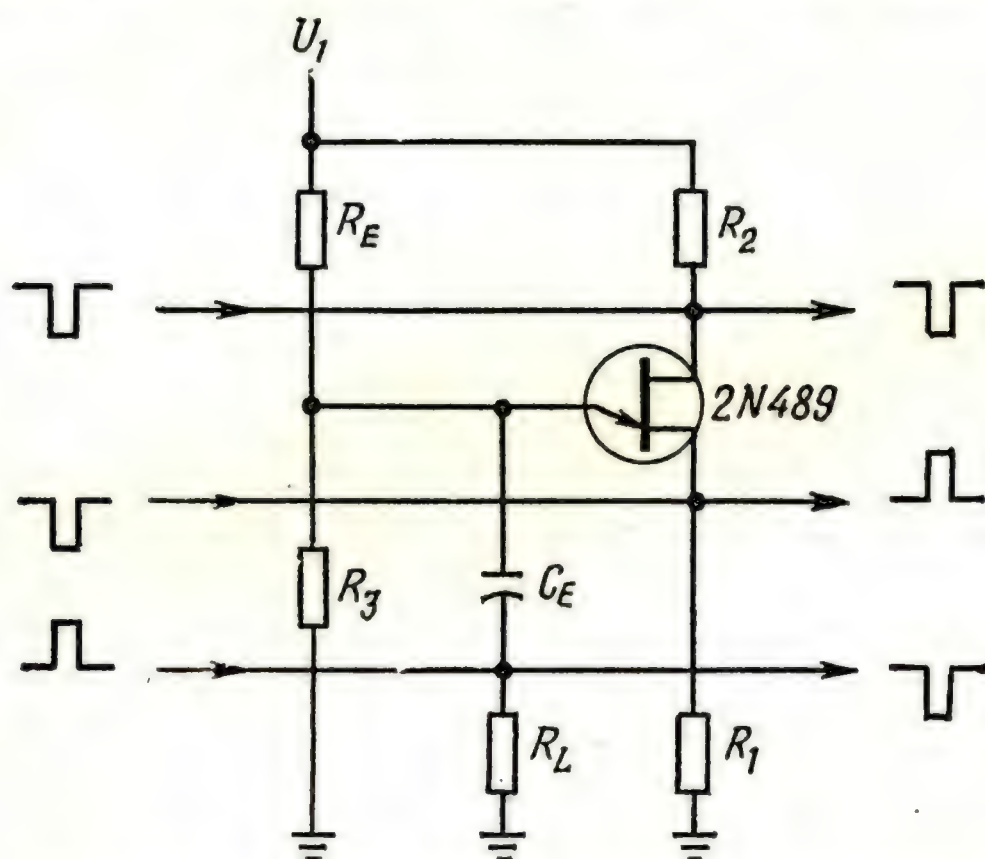


Рис. 8.21. Основная схема регенеративного усилителя на ОПТ.
 $R_H \approx Z$ включения или Z выходной нагрузки; $R_3 \approx [R_E / (U_1 - U_{\text{смещ}})] \times U_{\text{смещ}}$; $R_E \gg \gg (U_1 - U_{\text{мин}}) / I_{\text{мин}}$; $U_{\text{смещ}} = U_{\text{макс}} - \text{половина напряжения включения}$; $C_E \approx \text{требуемый период} / R_E \times 1 [1 / (1 - \text{коэффициент нейтрализации})]$.

Как следует из рис. 8.21, входной сигнал можно подавать на любую из трех точек (база 1, база 2 или эмиттер). Аналогичным образом выходной сигнал можно снимать с любой из этих трех точек. В рабочем режиме импульс включения подается на один из этих входов, при этом соответствующий выходной сигнал (в усиленном виде) снимается с других точек. Например, при подаче на эмиттер включающего сигнала с напряжением 0,1 В с базы 2 можно снять выходной сигнал с напряжением 7 В.

8.6.1. Основы расчета

Номиналы элементов R_1 , R_2 и C_E выбираются тем же способом, как было рекомендовано в случае релаксационного генератора (разд. 8.2). Постоянная времени $R_E C_E$ должна быть приблизительно равна периоду включающего сигнала. Значение сопротивления R_E определяется аналогичным способом (как и в исходном генераторе), но с небольшим отли-

нием. Максимальное значение сопротивления R_E не представляет большого интереса в регенеративном усилителе. Сам ОПТ поддерживается в выключенном состоянии до тех пор, пока к запускаяющей схеме прикладывается падение напряжения на резисторе R_3 (или напряжение с точки соединения резисторов R_E и R_3 делителя). Таким образом, вычислять $R_{E(\text{макс})}$ не требуется. Его же минимальное значение находится аналогичным способом (как и в исходном генераторе), с помощью уравнений, приведенных в подписи к рис. 8.21. Однако, чтобы гарантировать выключение схемы после снятия импульса включения, значение резистора R_E должно быть в два или три раза больше $R_{E(\text{мин})}$.

Сопротивление R_H выбирается исходя из обеспечения согласования полного сопротивления нагрузки с источником входного запускающего сигнала или выходного в зависимости от назначения. Требуемое напряжение смещения задается с помощью резистора R_3 . Отношение резисторов R_E и R_3 устанавливает фиксированное напряжение смещения, которое должно превышать поступающим импульсом включения. Напряжение смещения определяется как разница напряжения $U_{\text{макс}}$ (точка максимума ОПТ) и половины напряжения входного сигнала включения.

8.7. Типовые схемы на ПОПТ

В следующих параграфах приводится описание нескольких типовых схем на ПОПТ. Эти схемы никоим образом не представляют всего разнообразия применений ПОПТ, но отличаются универсальностью. Как правило, ПОПТ можно почти всегда использовать для замены ОПТ. В начале этой главы было указано, что ПОПТ наиболее пригодны для реализации устройств синхронизации, а не фазового управления. Вследствие этого основное внимание будет уделено схемам синхронизации и схемам управления синхронизацией.

8.7.1. Генераторы, управляемые напряжением

ПОПТ обеспечивает простой способ построения управляемого напряжением генератора линейно изменяющегося напряжения (ГУН), как показано на рис. 8.22. Источник тока, образованный транзистором T_1 совместно с конденсатором C_1 задает длительность линейного сигнала. Как только меняется положительное постоянное напряжение на управляющем электроде, также меняется и пиковая точка максимума напряжения включения ПОПТ. В свою очередь изменяется и длительность линейного напряжения. Например, если увеличивается напряжение точки максимума, то длительность увеличивается и наоборот.

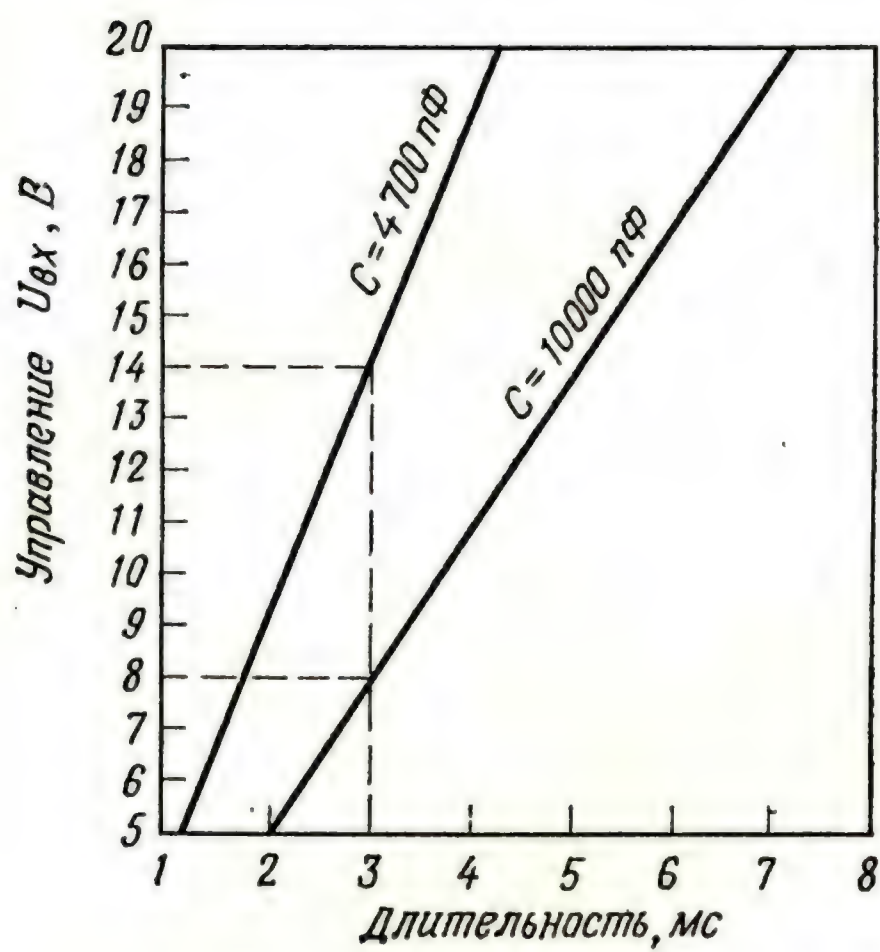
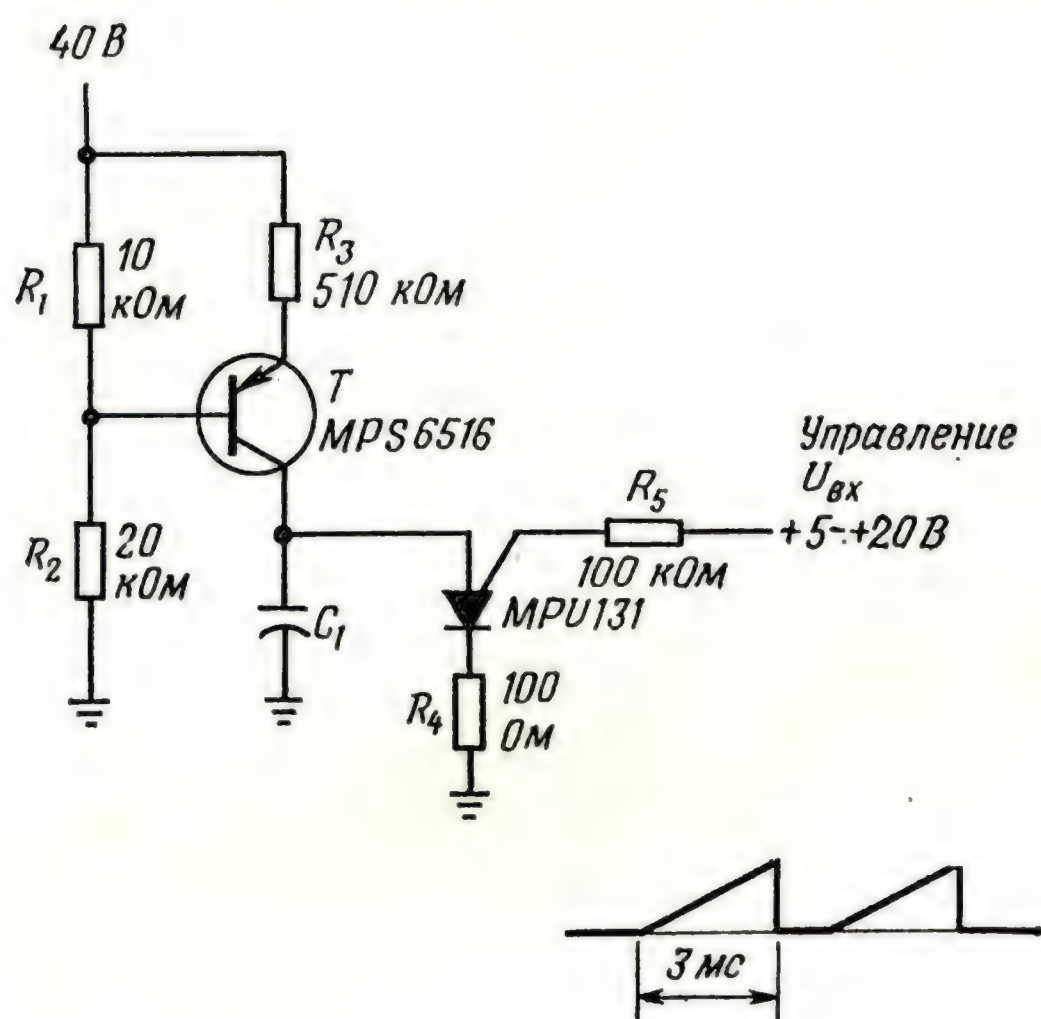


Рис. 8.22. Управляемый напряжением генератор линейно изменяющегося напряжения на ПОПТ.

На рис. 8.22 также приведен график зависимости напряжения от длительности нарастания линейного напряжения для двух значений времязадающего конденсатора, а именно 4700 и 10 000 пФ. Из приведенного графика следует, что имеется возможность изменять частоту (или период) колебаний с помощью регулировки значения конденсатора C или изменения управляющего напряжения.

Например, можно получить длительность линейного напряжения 3 мс при управляющем напряжении 8 В и $C_1 = 10\,000$ пФ. Ту же длительность 3 мс можно получить при $C_1 = 4700$ пФ и управляющем напряжении 14 В. С точки зрения практической реализации необходимо поддерживать управляющее напряжение в определенных пределах, как это указано в справочных материалах (при использовании ПОПТ MPS6516 фирмы Motorola от 5 до 20 В). Однако значение конденсатора C_1 можно менять в широком диапазоне, с тем чтобы достичь заданной длительности линейного напряжения. Соответствующим изменением значения конденсатора C_1 можно добиться изменения времени 10:1 или даже 100:1 (при использовании оставшихся номиналов, показанных на рис. 8.22).

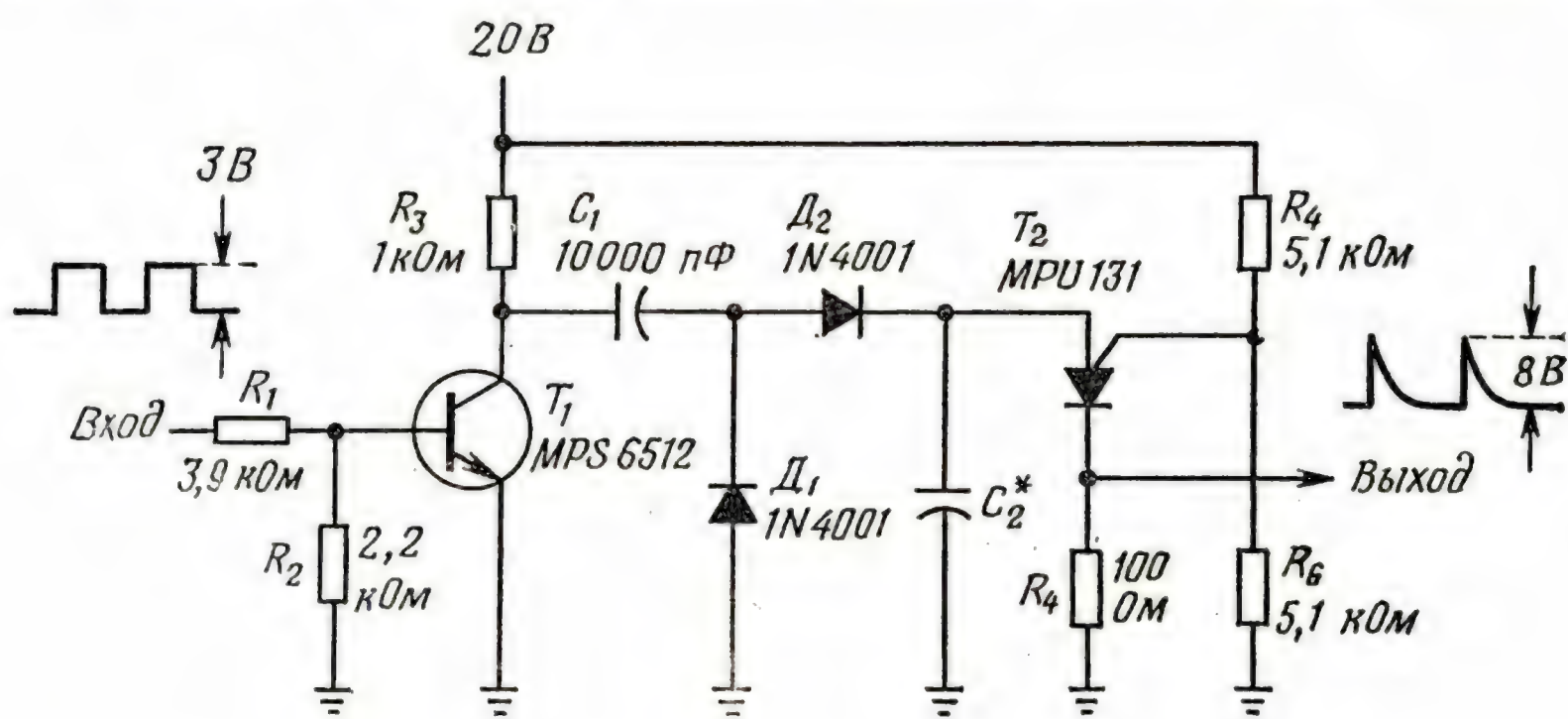
8.7.2. Низкочастотные делители частоты

На рис. 8.23 показана схема делителя частоты, где отношение конденсаторов C_1 и C_2 определяет коэффициент деления. Эта схема функционирует следующим образом.

Предположим, что значения конденсаторов C_1 и C_2 равны (что обеспечивает деление на 2, как это следует из приведенной на рис. 8.23 таблицы). Предположим также, что конденсаторы C_1 и C_2 разряжены и импульс поступает на базу транзистора T_1 . При этом транзистор T_1 включается и выключается для каждого положительного импульса. При выключенном транзисторе T_1 оба конденсатора через резистор R_3 заряжаются до напряжения 10 В. С приходом на базу транзистора T_1 следующего импульса, конденсатор C_1 снова разряжается (в конце этого импульса), но конденсатор C_2 остается заряженным до 10 В (вследствие наличия диодов D_1 и D_2). На втором импульсе конденсатор C_2 заряжается до напряжения точки максимума ПОПТ, приводя к его включению. При этом разряжается конденсатор C_2 , что создает условия для заряда конденсатора C_1 линейным напряжением.

Как только разрядится конденсатор C_2 и зарядится конденсатор C_1 , ПОПТ выключается. Следующий цикл работы начинается с приходом другого импульса на базу транзистора T_1 , который снова вызывает разряд конденсатора C_1 . Значение частоты сигналов на входе и выходе можно приблизительно определить с помощью приведенного в подписи к рис. 8.23 уравнения.

Для частоты входного сигнала, лежащей в диапазоне 10 кГц, напряжения импульсов порядка 3 В и $C_1 = 10\,000$ пФ в таблице на рис. 8.23 показаны значения конденсатора C_2 , при которых можно получить целочисленные значения коэффициента деления от 2 до 11. Например, при $C_1 = 10\,000$ пФ и $C_2 = 70\,000$ пФ коэффициент деления этой схемы равен 8.



*C ₂ , пФ	Коэффициент деления	*C ₂ , пФ	Коэффициент деления
10 000	2	60 000	7
20 000	3	70 000	8
30 000	4	80 000	9
40 000	5	90 000	10
50 000	6	100 000	11

Рис. 8.23. Низкочастотный делитель частоты на ПОПТ.

$$F_{\text{вх}} \approx [(C_1 + C_2) / C_1] F_{\text{вых}}.$$

Если частота сигнала на входе составляет 10 кГц, то на выходе — 1250 Гц. Этот диапазон деления можно изменить при использовании свойств программируемости ПОПТ путем изменения напряжения на управляющем электроде с помощью другого отношения $R_6 / (R_6 + R_5)$. Уменьшение этого отношения при заданных значениях конденсаторов C_1 и C_2 приводит к сужению диапазона деления; при его увеличении диапазон расширяется. Показанная на рис. 8.23 схема относительно нечувствительна к амплитуде сигнала, длительности импульса и времени нарастания и спадающих импульсов.

8.7.3. Таймеры

Схема выдержки времени (таймера), которая может обеспечить время задержки до 20 мин, приведена на рис. 8.24. Схема представляет собой стандартный релаксационный генс-

ратор с источником тока на полевом транзисторе с управляющим переходом, в котором сопротивление R_1 служит для создания обратного смещения между затвором и истоком полевого транзистора. Это вызывает выключение полевого транзистора и увеличивает зарядное время конденсатора C_1 . Конденсатор C_1 должен обладать низким током утечки (например, майларовый).

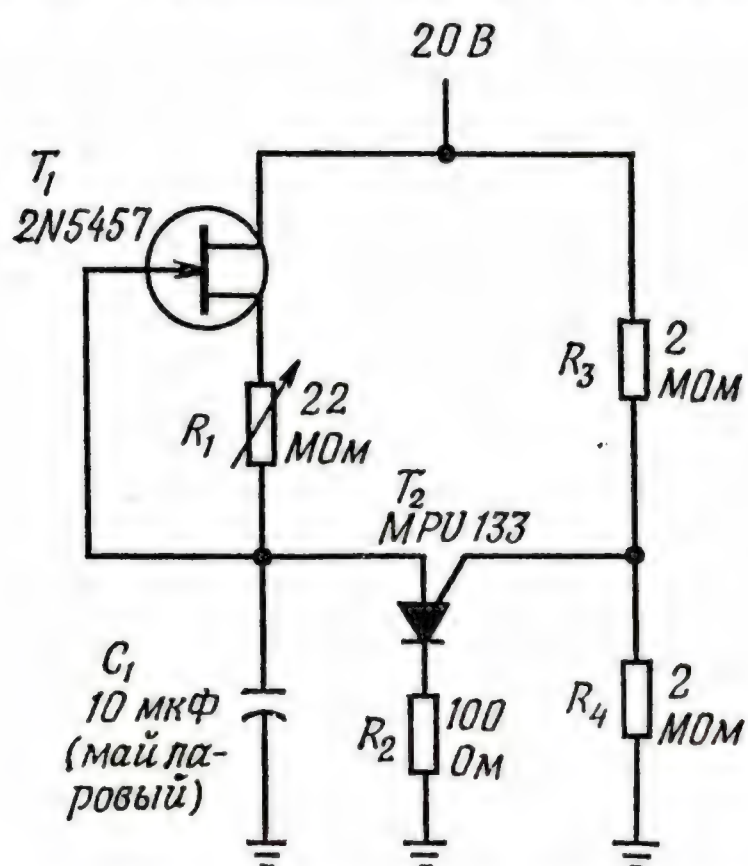


Рис. 8.24. Схема выдержки времени 20 мин на ПОПТ.

зистора и увеличивает зарядное время конденсатора C_1 . Конденсатор C_1 должен обладать низким током утечки (например, майларовый).

Максимальное время задержки этой схемы ограничивается током точки максимума $I_{\text{макс}}$ ПОПТ T_2 . При токе заряда ниже $I_{\text{макс}}$ от источника тока трудно получить достаточный ток для включения T_2 , что вызывает запираание схемы. Следовательно, в схемах выдержки времени предпочтительнее применять ПОПТ, а не ОПТ, поскольку у ПОПТ более

низкий максимальный ток включения. Также вследствие свойства программируемости ПОПТ, можно установить очень маленький ток $I_{\text{макс}}$ при большом значении сопротивления R_G (эквивалентное параллельное сопротивление резисторов R_3 и R_4), порядка 1 МОм, как показано на рис. 8.24.

8.7.4. Фазовое управление

На рис. 8.25 показан способ фазового управления КУВ с помощью ПОПТ. Реализованный на ПОПТ T_2 релаксационный генератор обеспечивает управление режимом проводи-

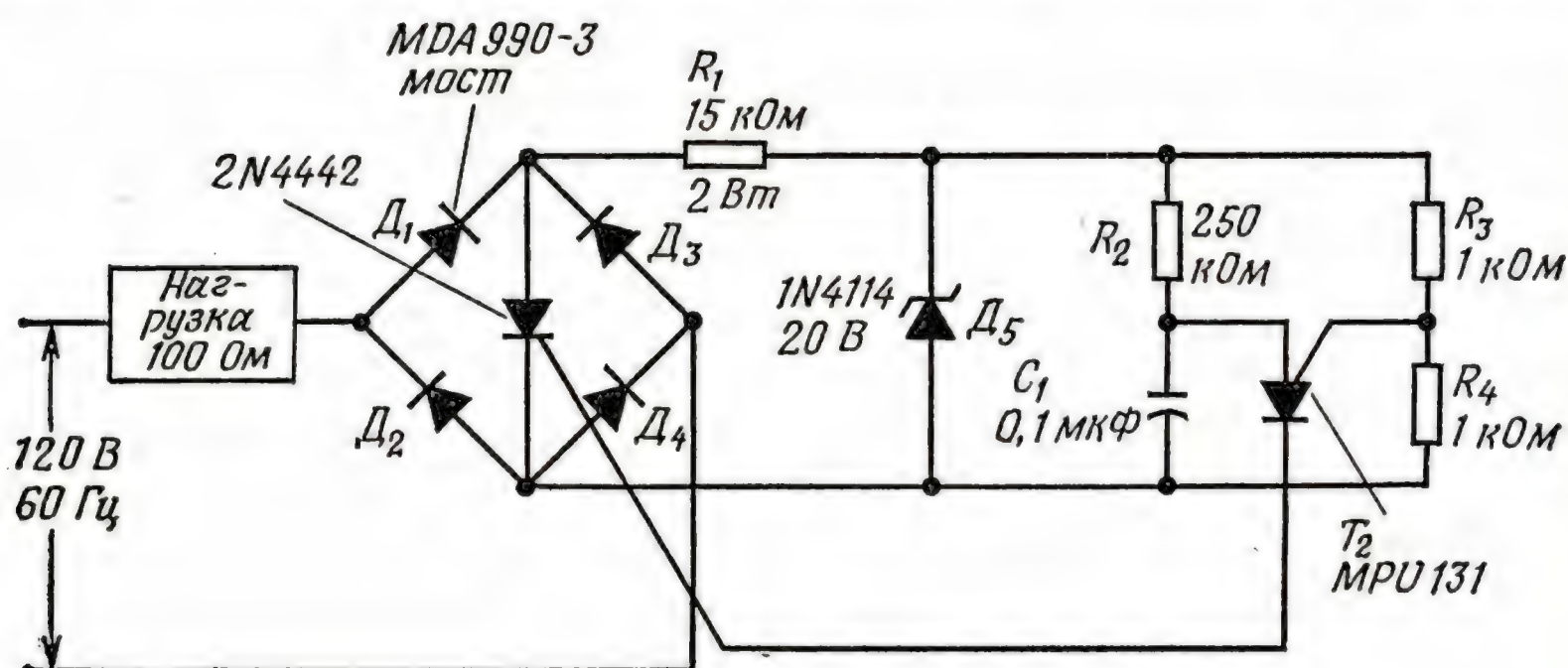


Рис. 8.25. Фазовое управление КУВ с помощью ПОПТ.

мости КУВ T_1 от 1 до 7,8 мс (или создает угол проводимости от 21° до 168°). При этом обеспечивается управление более 97 % имеющейся в нагрузке мощности.

Для обеспечения фазового управления требуется только один КУВ как на положительной, так и на отрицательной частях синусоидального колебания, так как КУВ подключен к мостовому выпрямителю (диоды $D_1 - D_4$).

СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Эта глава посвящена схемам на операционных усилителях (ОУ). Термин «операционный усилитель» первоначально использовался для обозначения набора высококачественных усилителей постоянного тока, на которых строились аналоговые вычислительные машины. Эти усилители предназначались для реализации выполняемых при аналоговых вычислениях математических операций (суммирование, масштабирование, вычитание, интегрирование и т. д.). Современные ОУ исполняются в интегральном виде и, как правило, находят применение в низкочастотной усилительной аппаратуре. Вследствие этого основное внимание сосредоточим на тех схемах, где основным элементом является интегральный ОУ.

Будем предполагать, что читатель уже знаком с основными принципами работы ОУ, включая способы подключения источников питания и фазокорректирующих элементов, а также умеет работать со справочными материалами по операционным усилителям. Если же читателю этот материал недостаточно знаком либо требуется получить дополнительную информацию, касающуюся других аспектов работы ОУ, то следует обратиться к одной из лучших книг автора, а именно *Manual for Operational Amplifier Users* (Reston Publishing Company, Inc., Reston, Va., 1977).

Здесь же сосредоточим свое внимание на том, как правильно выбрать внешние элементы, чтобы интегральный ОУ реализовывал заданную схемную функцию. До того как заняться этими вопросами вплотную, очень кратко проанализируем интегральный ОУ.

9.1. Основные интегральные ОУ

Интегральный ОУ строится, как правило, на основе каскадного соединения нескольких дифференциальных каскадов, что позволяет обеспечить как подавление синфазного сигнала, так и высокий коэффициент усиления. Для питания интегрального ОУ необходимо использовать и положительный, и отрицательный источники. На рис. 9.1 приведены электрическая и эквивалентная (символическая) схемы типового интегрального ОУ в том виде, как они изображаются в справочных материалах по ОУ. Поскольку дифференциальный

усилитель имеет два входа, он обеспечивает инверсию сигнала при отрицательной обратной связи и на нем можно реализовывать усиление сигналов в фазе и противофазе.

При типовом включении сигнал с выхода ОУ подается на его вход через активное или полное сопротивление. Почти во

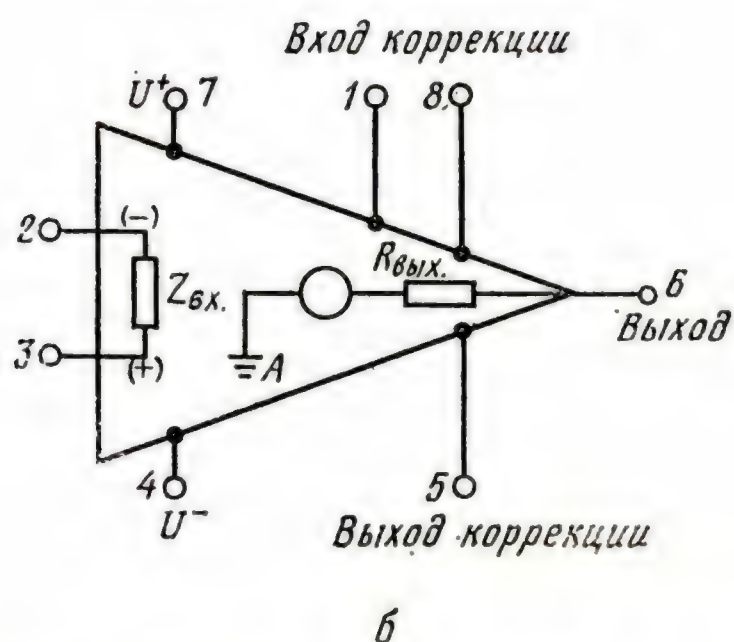
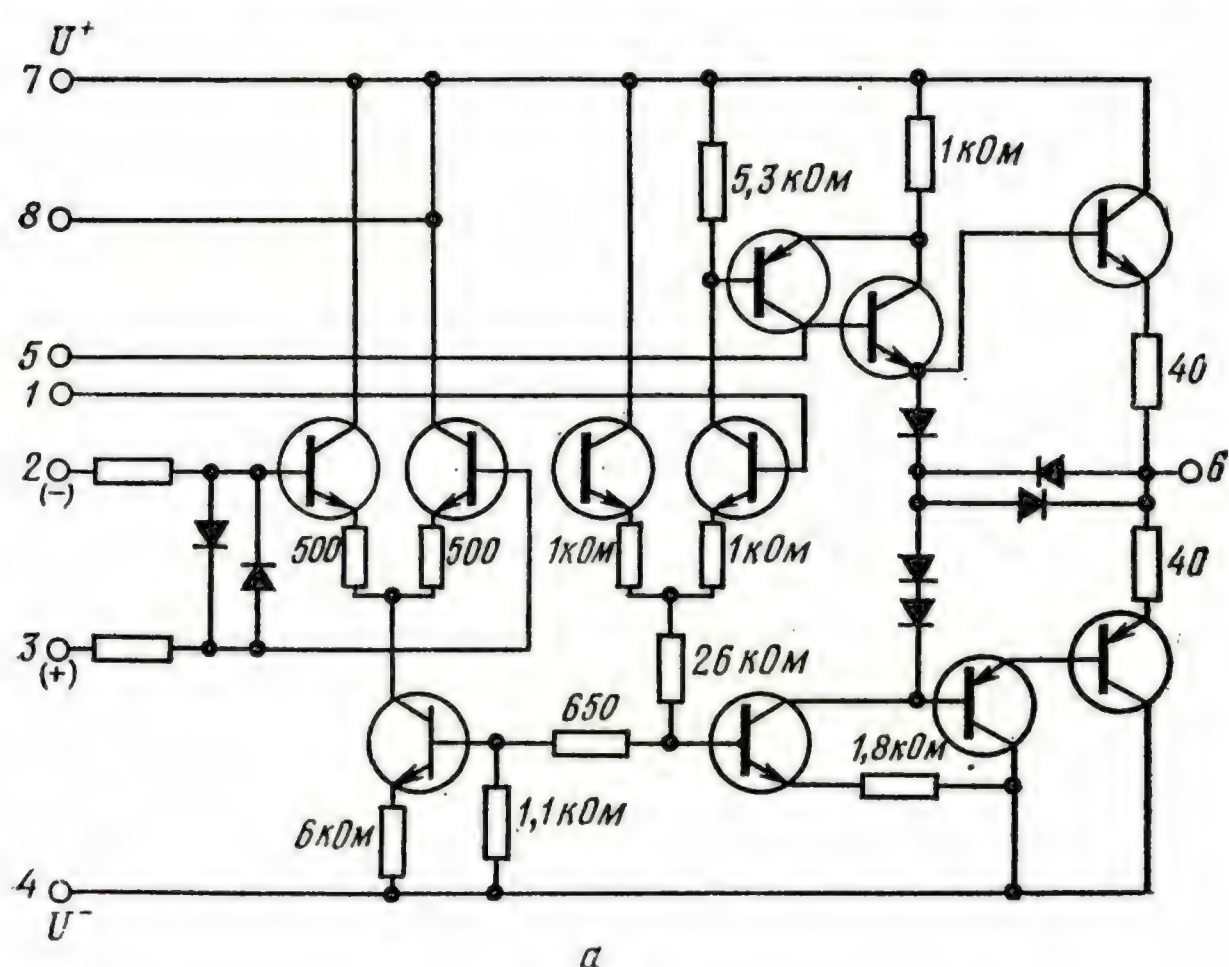


Рис. 9.1. Типовая схема интегрального ОУ и ее условное обозначение. а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема или условное обозначение.

всех случаях этот выходной сигнал проходит на отрицательный или инвертирующий вход (вывод 2 на рис. 9.1) и при этом формируется отрицательная обратная связь (которая обеспечивает требуемый коэффициент усиления и частотную характеристику). Как и в любом другом усилителе, когда сигнал проходит со входа (вывод 2) на выход (вывод 6), он приобретает определенный фазовый сдвиг, который зависит от частоты сигнала. Когда же фазовый сдвиг достигает 180° , то он добавляется (или нейтрализует) к 180° -фазовому сдвигу в петле обратной связи. Следовательно, сигнал обратной

связи совпадает по фазе с входным сигналом (или почти совпадает), что приводит к самовозбуждению усилителя. При увеличении частоты сигнала фазовый сдвиг влияет на ширину полосы пропускания ОУ. Для устранения ограничения ширины полосы можно ввести в схему фазосдвигающую цепь (обычно RC -цепочка, но иногда один конденсатор), которая подключается к выводам 1, 5, или 8 (рис. 9.1).

9.1.1. Работа типового интегрального ОУ

Изображенный на рис. 9.1 интегральный ОУ представляет собой трехкаскадный усилитель. В качестве первого каскада используется усилитель с дифференциальными входом и выходом, который обеспечивает высокие коэффициенты усиления основного сигнала и подавления синфазного сигнала и защиту входа от перегрузки по напряжению. Входные диоды предотвращают опасность повреждения схемы вследствие случайного подключения входных зажимов ОУ к проводам источника питания (либо к другим источникам нежелательных высоких напряжений). Второй каскад представляет собой усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом, обеспечивающий низкий коэффициент усиления основного сигнала и высокий коэффициент подавления синфазного сигнала. Между вторым и первым каскадами реализована обратная связь по синфазному сигналу, обеспечивающая дополнительное средство контроля входного синфазного сигнала. При использовании этих двух дифференциальных усилительных каскадов, а также охватывающей их обратной связи, типовое значение коэффициента подавления синфазного сигнала составляет приблизительно 100 дБ. Третий каскад представляет собой несимметричный усилитель с большим коэффициентом усиления, обеспечивающий привязку выходного сигнала к потенциалу земли, нагрузочную способность по току выходного сигнала и защиту выхода ОУ от короткого замыкания.

9.2. Основные схемы включения интегрального ОУ

На рис. 9.2 представлена рабочая схема включения ОУ с использованием внешних элементов и при замкнутой петле обратной связи. В последующих разделах приведен типовой пример расчета такой схемы.

9.2.1. Характеристики интегрального ОУ

Предположим, что показанный на рис. 9.2 интегральный ОУ имеет следующие характеристики:

Напряжение источника питания: $+15$ В и -15 В — номинальное; ± 19 В — максимальное.

Предельная рассеиваемая прибором мощность: 750 мВт,
 температурный коэффициент 8 мВт/°С
 Диапазон рабочих температур: от 0 до +70 °С
 Входное напряжение смещения: 3 мВ — типовое
 Разность входных токов: 10 нА — номинальный, 30 нА —
 максимальный

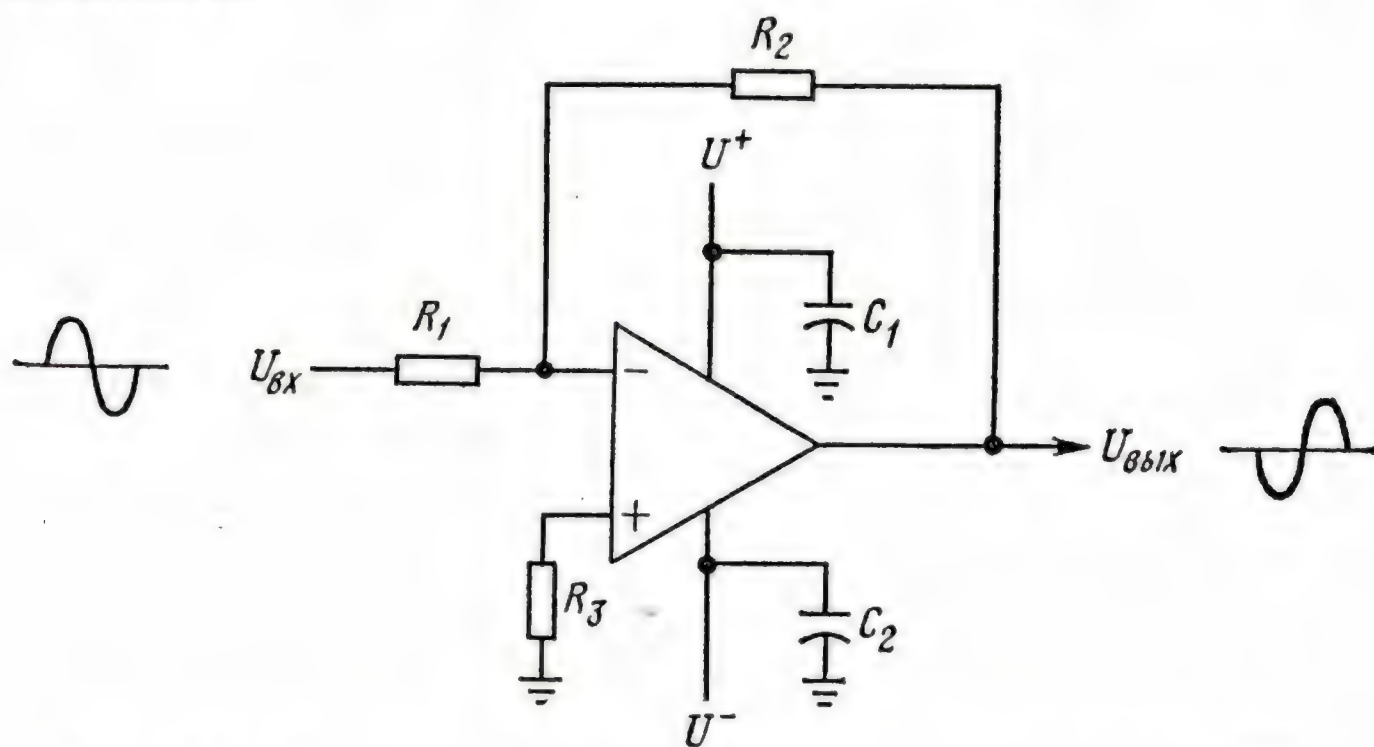


Рис. 9.2. Основная схема включения интегрального ОУ.

Коэффициент усиления по напряжению $= U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = R_2/R_1$, $C_1 = C_2 = 0,1 - 0,001$ мкФ;
 $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$; максимальное выходное напряжение = скорость нарастания сигнала
 (за 1 с) / $(6,28 \times \text{максимальная частота (Гц)})$.

Входной ток смещения: 100 нА — номинальный, 200 нА —
 максимальный

Чувствительность входного напряжения смещения: 0,2 мВ/В

Рассеиваемая прибором мощность: 300 мВт — максималь-
 ная

Коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой
 петле обратной связи: см. рис. 9.3

Скорость нарастания выходного напряжения: 4 В/мкс при
 коэффициенте усиления 1; 33 В/мкс при коэффициенте усиле-
 ния 100

Ширина полосы пропускания при разомкнутой петле об-
 ратной связи: см. рис. 9.3

Коэффициент подавления синфазного сигнала: 94 дБ

Размах выходного напряжения: 23 В (двойная ампли-
 туда) — типовой

Входное полное сопротивление: 1 МОм

Выходное полное сопротивление: 300 Ом

Диапазон входных напряжений: —13 В, +10 В

Выходная мощность: 250 мВт — типовая

9.2.2. Пример расчета

Предположим, что схема должна обеспечивать следующие
 характеристики: коэффициент усиления по напряжению 100
 (40 дБ), эффективное напряжение входного сигнала 80 мВ,

полное сопротивление входного источника сигнала не регламентируется, полное сопротивление нагрузки на выходе 500 Ом, температура окружающей среды 25 °С, рабочий диапазон частот — от постоянного тока до 300 кГц и изменение напряжения источника питания около 20 %.

Соотношение между частотой и коэффициентом усиления. Перед тем как приступить к вычислению номиналов элементов этой схемы необходимо убедиться в том, что ОУ сможет обеспечить на максимальной частоте требуемый коэффициент усиления по напряжению. Для этого можно обратиться к приведенному на рис. 9.3 графику. Следует отметить, что мак-

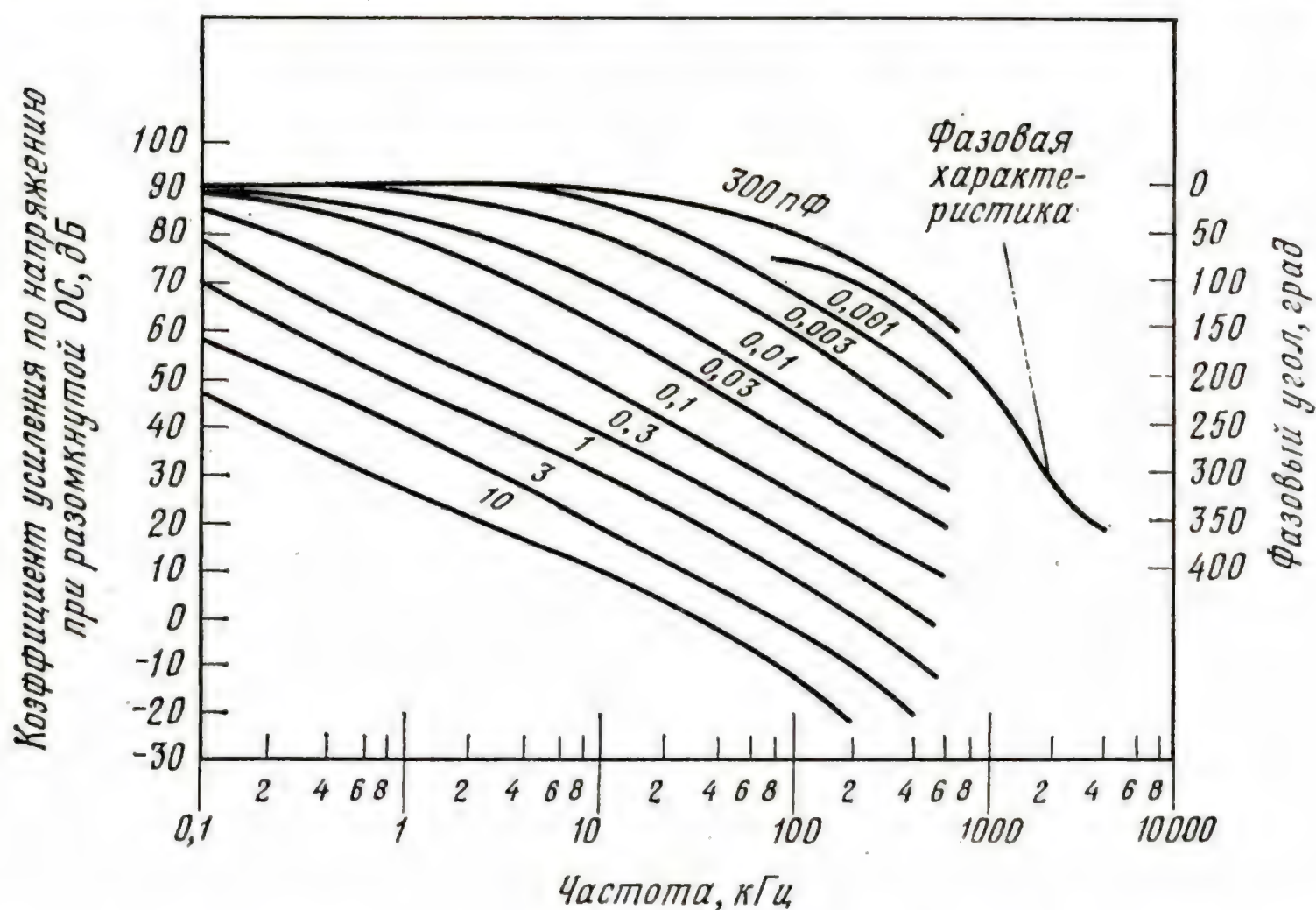


Рис. 9.3. Типовые характеристики интегрального ОУ с фазовой коррекцией.

симальной рабочей частоте (300 кГц) соответствует фазовый сдвиг 135°. При этом запас по фазовому сдвигу составляет 45° (180—135 = 45), что считается достаточно умеренным значением. Обычно достаточен любой запас по фазовому сдвигу, больший приблизительно 25°. Укажем также, что максимальной частоте 300 кГц соответствует уровень коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи около 40 дБ. Таким образом, этот ОУ способен обеспечить коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи более 40 дБ.

Напряжение источника питания. Положительное и отрицательное напряжения источника питания должны оба составлять 15 В, поскольку это номинальное рекомендуемое значение. В большинстве справочных материалов по интегральным ОУ часть приводимых характеристик обозначена как

«максимальные» (диапазон рабочих температур, предельная рассеиваемая мощность, максимальное напряжение источника питания, максимальное напряжение входного сигнала и т. д.), а остальные — как «типовые», т. е. при «номинальном» напряжении источника питания. Ни в коем случае напряжение источника питания не должно превышать 19 В (максимум). Используемое напряжение источника питания (15 В) меняется на 20 %, и при этом максимальное напряжение составляет 18 В, что не превосходит указанного значения (19 В).

Развязывающие или шунтирующие конденсаторы. Номиналы конденсаторов C_1 и C_2 должны указываться в справочных материалах. При отсутствии подобной информации можно рекомендовать использовать конденсаторы с номиналом 0,1 мкФ в частотном диапазоне вплоть до 10 МГц. Если при этом на какой-либо частоте (высокой или низкой) возникает проблема отклика, то рекомендуется выбирать номинал этого конденсатора в диапазоне от 0,001 до 0,1 мкФ.

Сопротивления при замкнутой петле обратной связи. С тем чтобы получить требуемый коэффициент усиления (100), номинал сопротивления R_2 должен в 100 раз превышать номинал сопротивления R_1 . Номинал сопротивления R_1 необходимо выбирать таким, чтобы падение напряжения на нем (при номинальной разности входных токов) было сравнимо с напряжением входного сигнала (т. е. никогда не должно превышать напряжение входного сигнала). Это падение напряжения составляет 10 мкВ при сопротивлении R_1 в 50 Ом и максимальной разности токов 200 нА. Такое падение напряжения (10 мкВ) не превышает 10 % напряжения сигнала (80 мВ). Следовательно, это фиксированное падение напряжения на резисторе R_1 не должно оказывать существенного влияния на входной сигнал. При значении сопротивления R_1 в 50 Ом, номинал сопротивления R_2 должен составлять 5 кОм ($50 \times \text{коэффициент усиления } 100 = 5000$).

Сопротивление, минимизирующее напряжение смещения. Значение сопротивления R_3 можно определить на основе приведенного на рис. 9.2 уравнения, поскольку номиналы резисторов R_1 и R_2 уже рассчитаны. Следует отметить, что номинал резистора R_3 , вычисленный по уравнению на рис. 9.2, получается равным 49 Ом. Ориентировочное же значение сопротивления R_3 всегда немного меньше, чем у сопротивления R_1 . Окончательный номинал резистора R_3 должен быть таким, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжения на каждом из входов были равны.

Сравнение схемных характеристик. Поскольку номиналы внешних элементов схемы уже выбраны, характеристики самого ОУ и всей схемы при замкнутой петле обратной связи необходимо проверить на соответствие требованиям примера расчета. Далее приводятся краткие итоги такого сравнения.

Зависимость коэффициента усиления от фазовой коррекции. Коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи (т. е. при подаче сигнала обратной связи через сопротивление R_2) никогда не должен превышать коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи (т. е. при отсутствии сигнала обратной связи). В качестве рекомендации укажем, что коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен быть по крайней мере на 20 дБ выше, чем при замкнутой петле. Из рис. 9.3 следует, что при надлежащем выборе номинала конденсатора цепи фазовой коррекции возможно получить коэффициент усиления без обратной связи приблизительно до 66 дБ. Из этого рисунка видно, что емкости 1000 пФ на частоте 300 кГц соответствует коэффициент усиления несколько ниже 60 дБ, в то время как при 300 пФ он составляет 66 дБ. Для гарантированного коэффициента усиления без обратной связи в 60 дБ в цепи фазовой коррекции используется конденсатор с номиналом 700 пФ.

При коэффициенте усиления без обратной связи 60 дБ и номиналах резисторов R_1 и R_2 соответственно 50 и 5000 Ом схема с замкнутой петлей обратной связи будет иметь плоскую характеристику с уровнем 40 дБ (коэффициент усиления равен 100) в диапазоне частот от нуля до 300 кГц. Падение этой характеристики начинается на частотах выше 300 кГц. Следовательно, коэффициент усиления этой схемы при замкнутой петле обратной связи полностью находится в заданных допусках.

Входное напряжение. Максимальное значение входного напряжения не должно превышать паспортного значения максимального входного сигнала. В нашем случае паспортное максимальное значение составляет +10 В и -13 В в то время, как эффективное значение входного сигнала равно 80 мВ или приблизительно 112 мВ для его амплитудного значения ($80 \times 1,4$). Это напряжение значительно ниже максимального значения +10 В. В тех случаях, когда паспортные значения максимального входного сигнала для положительного и отрицательного напряжений неодинаковы, всегда следует исходить из его наименьшего значения предельного размаха входного сигнала. В нашем случае размах входного сигнала от +112 мВ до -112 мВ гораздо ниже +10 В. Входной сигнал с нулевой постоянной составляющей может изменяться в пределах от +10 В до -10 В без опасности повреждения ОУ. Входной же сигнал с постоянной составляющей -2 В можем иметь размах ± 11 В.

Выходное напряжение. Двойная амплитуда выходного напряжения не должна превышать паспортного значения максимального размаха выходного напряжения (для требуемого входного сигнала и выбранного значения обратной связи). В нашем примере паспортное значение размаха выходного напряжения составляет 23 В (двойная амплитуда), в то время

как реальный выходной сигнал равен приблизительно 22,4 В (эффективное значение входного сигнала 80 мВ $\times$ коэффициент усиления 100 = выходной сигнал 8000 мВ; 8000 мВ $\times$ $\times$ 2,8 = 22,4 В двойная амплитуда). Таким образом, предварительная оценка максимального выходного напряжения не превосходит паспортного значения.

Однако реальное выходное напряжение зависит от скорости нарастания сигнала, которая в свою очередь определяется емкостью корректирующей цепи. Как следует из приведенных характеристик, при коэффициенте усиления, равном 100, скорость нарастания составляет 33 В/мкс (или 33 000 000 В за 1 с). В справочных материалах обычно отсутствуют данные по соотношению между скоростью нарастания и значением корректирующей емкости. Однако скорость нарастания сигнала всегда имеет максимальное значение при наименьшем номинале корректирующей емкости, и можно предположить, что скорость нарастания составит 33 В/мкс при номинале корректирующего конденсатора 700 пФ (который достаточно близок к рекомендованному значению 300 пФ, см. рис. 9.3).

Используя приведенные в подписи к рис. 9.2 уравнения, можно вычислить выходное напряжение ОУ. Для максимальной рабочей частоты 300 кГц и предполагаемой скорости нарастания 33 В/мкс амплитуда выходного напряжения составит $33\,000\,000 / (6,28 \times 300\,000)$, или приблизительно 17 В. Таким образом, двойная амплитуда возможного выходного напряжения равна 34 В, что гораздо выше предполагаемого значения 22,4 В.

Мощность выходного сигнала. Мощность выходного сигнала обычно рассчитывается исходя из эффективного значения выходной мощности (а не пиковой или двойной амплитуды) и нагрузки на выходе. В нашем примере эффективное значение выходного напряжения составляет 8 В (80 мВ $\times$ $\times$ коэффициент усиления 100 = 8000 мВ = 8 В). Активное или полное сопротивление нагрузки выбрано равным 500 Ом, как указано в исходных данных для расчета. Следовательно, выходная мощность составляет $(8)^2 / 500 = 0,128 \text{ Вт} = 128 \text{ мВт}$.

Полученная мощность выходного сигнала (128 мВт) значительно ниже типового значения выходной мощности ОУ (250 мВт). При этом выходная мощность сигнала 128 мВт плюс рассеиваемая прибором мощность составит 428 мВт, что также ниже паспортного значения (750 мВт) предельной рассеиваемой прибором мощности. Таким образом, ОУ способен развить на нагрузке полную выходную мощность.

Следует отметить, что все оценки выходной мощности обычно производятся на некоторой заданной температуре и в нашем примере она равна 25 °С. Предположим, что температура окружающей среды стала 50 °С. Тогда в соответствии с температурным коэффициентом 8 мВт/°С необходимо

значение предельной выходной мощности рассеяния снизить на 200 мВт. При этом предельная рассеиваемая прибором мощность понизится с 750 мВт до 550 мВт. Однако это значение (550 мВт) еще значительно выше предполагаемой мощности в 428 мВт.

9.3. Суммирующие усилители на ОУ

На рис. 9.4 показан ОУ, используемый для реализации суммирующего усилителя (который также иногда называется аналоговым сумматором). На такой схеме можно выполнить

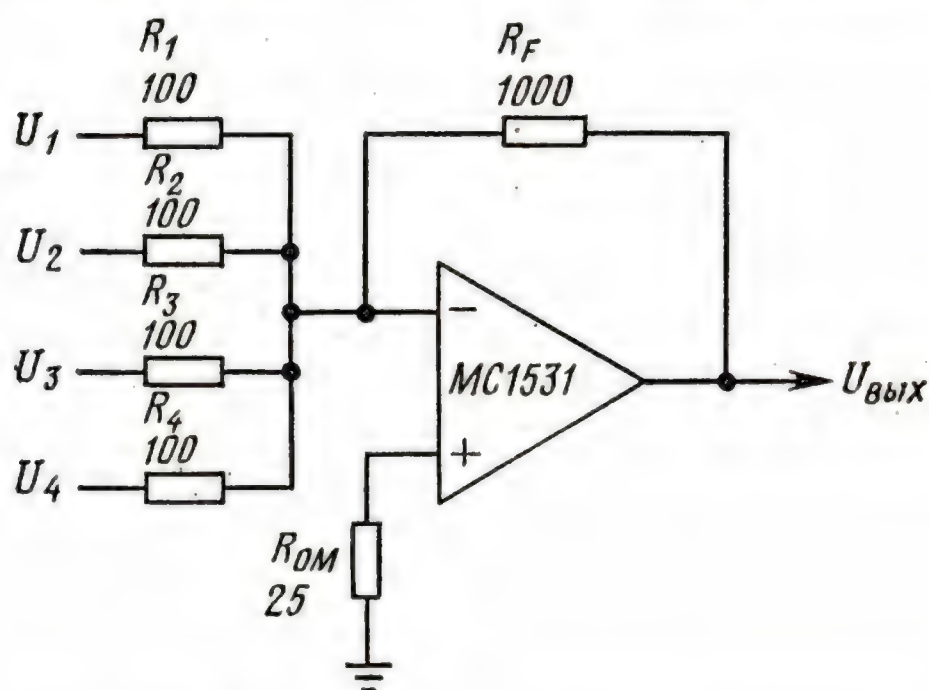


Рис. 9.4. Схема суммирующего усилителя.

$$U_{\text{вых}} = (R_F/R_1) U_1 + (R_F/R_2) U_2 + (R_F/R_3) U_3 + (R_F/R_4) U_4; \text{ когда } R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_F, \\ \text{тогда } U_{\text{вых}} = U_1 + U_2 + U_3 + U_4; R_{OM} = 1/(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3) + (1/R_4) + (1/R_F).$$

сложение нескольких напряжений. (Суммирование напряжений было одной из основных функций ОУ в аналоговых вычислениях.) Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, приведенные в разд. 9.2, применимы и к суммирующему усилителю, за исключением следующего.

Эта схема функционирует в режиме суммирования ряда напряжений с минимальной ошибкой при высоком коэффициенте усиления с разомкнутой петлей обратной связи. Каждому из суммируемых напряжений соответствует один входной зажим. Единственный выходной сигнал схемы представляет собой сумму различных входных напряжений (в нашем случае их число равно четырем), умноженную на некоторый коэффициент усиления схемы. Как правило, коэффициент усиления задается таким образом, чтобы выходной сигнал имел некоторое заданное значение при максимальных напряжениях сигналов на всех входах схемы. В других же случаях номиналы сопротивлений выбираются исходя из обеспечения единичного коэффициента усиления.

В основу выбора номиналов элементов показанной на рис. 9.4 схемы положены следующие соображения. Эффек-

тивное значение напряжения каждого из четырех входных сигналов изменяется в пределах от 2 до 50 мВ. Номинальное эффективное же значение выходного сигнала должно быть 1 В, а при полных напряжениях во всех четырех входных каналах не должно превышать 2 В (эффективное значение). Для упрощения процедуры расчета номиналы резисторов $R_1 — R_4$ выбираются одинаковыми и таким образом, чтобы падение напряжения на каждом из них (при номинальной разности входных токов) было сравнимо с минимальным входным сигналом. Предположим, что в используемом ОУ разность входных токов равна 5 мкА. При этом ток через каждый из резисторов составит 1,25 мкА. Если номиналы резисторов $R_1 — R_4$ выбраны по 100 Ом, то падение напряжения на них составит 125 мкВ, что не превосходит 10 % минимального входного сигнала (2 мВ).

Предельное (или максимально возможное) напряжение сигнала на входе интегральной схемы равно 200 мВ (4×50 мВ). Следовательно, значение сопротивления R_F необходимо выбирать в пределах от 500 до 1000 Ом с тем, чтобы обеспечивалось номинальное (1 В) и максимальное (2 В) выходные напряжения ($200 \text{ мВ} \times 5 = 1 \text{ В}$; $200 \text{ мВ} \times 10 = 2 \text{ В}$). Номинал резистора R_F выбран равным 1000 Ом. Используя приведенное в подписи к рис. 9.4 уравнение, находим, что $R_{ом} = 25 \text{ Ом}$.

9.4. Интегрирующие усилители на ОУ

На рис. 9.5 и 9.6 представлены схемы на ОУ, используемые в качестве интегрирующих усилителей (также называются интеграторами). С помощью этих схем можно осуществить интегрирование различных сигналов (часто прямоугольных колебаний). Выходное напряжение этого усилителя обратно пропорционально постоянной времени цепи обратной связи и прямо пропорционально интегралу от входного напряжения.

Приведенная на рис. 9.5 схема наиболее пригодна в тех случаях, когда интегратор должен функционировать в широком диапазоне частот. Необходимо иметь в виду, что для выбранных номиналов схемы амплитуда выходного сигнала зависит только от его частоты. Для одночастотного входного сигнала наиболее пригодна изображенная на рис. 9.6 схема. Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, изложенные в разд. 9.2, применимы и для интегрирующего усилителя, за исключением следующего.

Само значение постоянной времени $R_1 C_F$ должно быть приблизительно равно периоду интегрируемого сигнала, а постоянной времени $R_{шунт} C_F$ существенно больше (не менее чем на порядок). Следовательно, номинал резистора $R_{шунт}$ должен быть приблизительно в 10 раз выше, чем у резис-

тора R_1 . Необходимо иметь в виду, что сопротивление $R_{шунт}$ и емкость C_F образуют частотно-зависимое полное сопротивление (что особенно заметно на низких частотах).

Номиналы элементов изображенной на рис. 9.5 схемы выбираются из следующих соображений. Частоты A , B и C равны соответственно 0,016 и 0,16 Гц и 5 кГц. Для упрощения процедуры расчета выберем номинал резистора R_1 10 кОм.

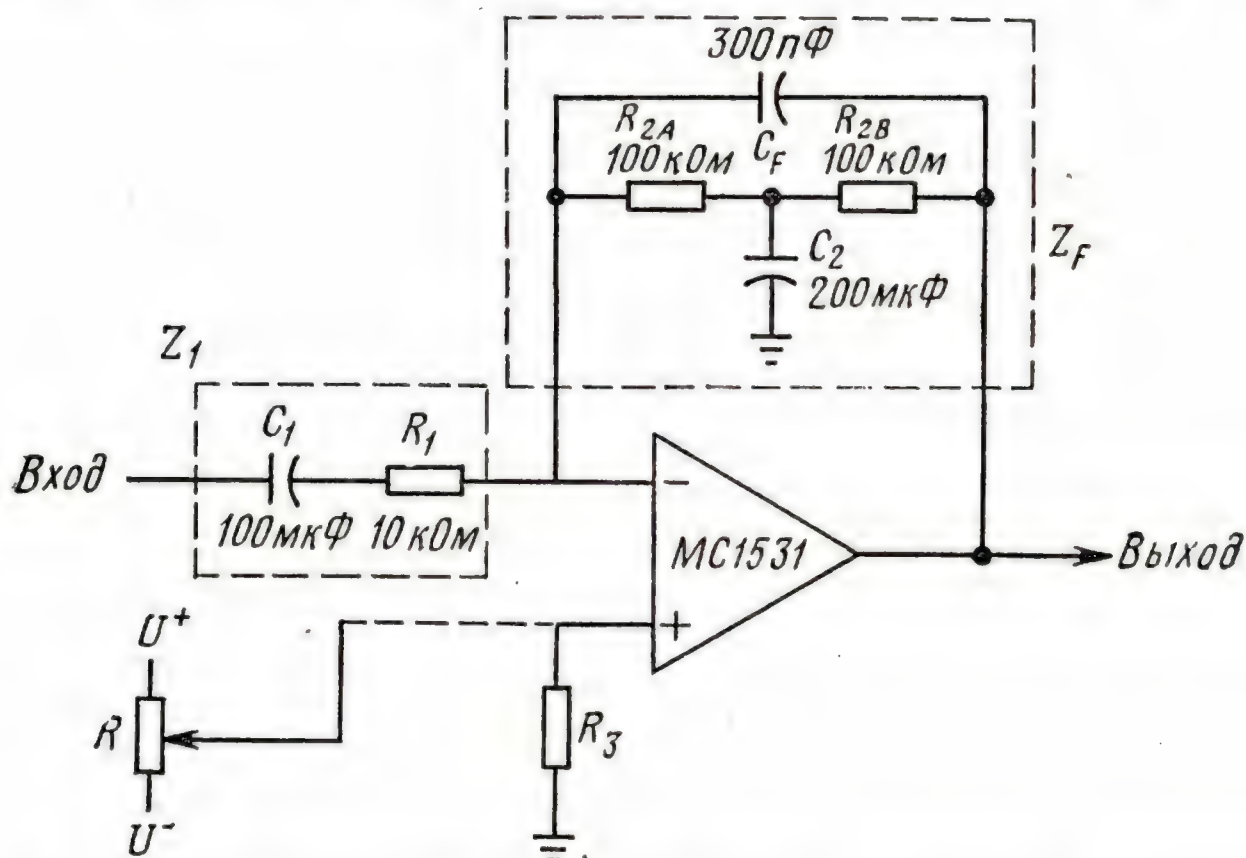


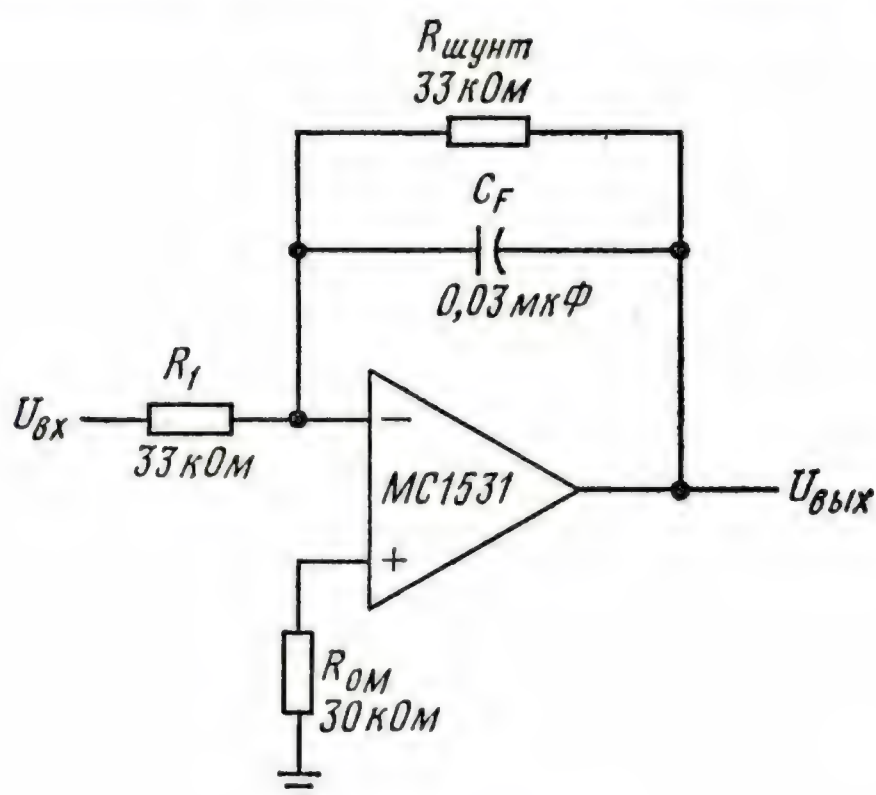
Рис. 9.5. Широкополосный интегрирующий усилитель (интегратор).
 $R_{2A} = R_{2B} = R_1 \times 10$, R_3 см. текст, R см. текст; частота A равна нижней частоте (0,016 Гц); частота B на 1 декаду выше частоты A (0,16 Гц); частота C равна верхней частоте (5 кГц); $C_2 = [2/(6,28 \times \text{частота } A)]/R_{2A} = 200$ мкФ; $C_F = [1/(\text{коэф. усиления} \times \text{частота } C \times 6,28)]/R_1 = 300$ пФ; $C_1 = [1/(6,28 \times \text{частота } B)]/R_1 = 100$ мкФ.

Следовательно, из приведенных уравнений получаем, что сопротивления R_{2A} и R_{2B} равны 100 кОм. Коэффициент усиления по напряжению этой схемы (рис. 9.5) зависит от частоты сигнала. На рис. 9.7 приведен график зависимости коэффициента усиления от частоты ОУ типа MC1531 фирмы Motorola при использовании указанных на рис. 9.5 номиналов внешних элементов.

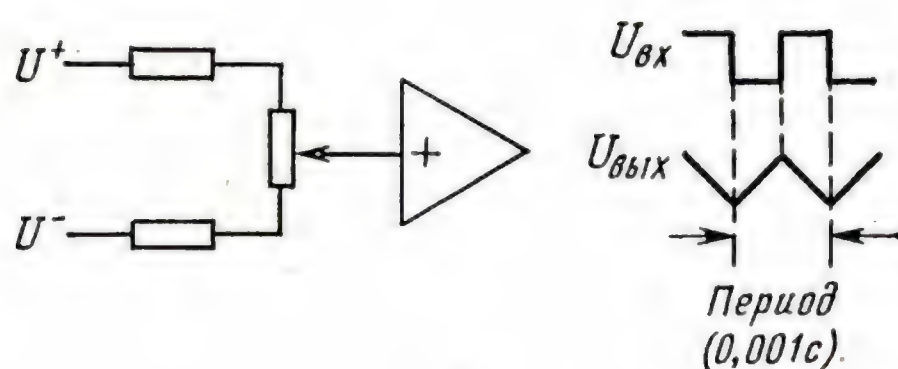
При низком напряжении смещения ОУ его неинвертирующий вход можно подключать к контакту земли через фиксированное сопротивление R_3 . В первом приближении его номинал может быть таким же, как и у резистора R_1 . Если же требуется обеспечить большую точность или напряжение смещения ОУ велико, то можно использовать цепь, построенную на основе потенциометра, как показано на рис. 9.5. При таком включении потенциометр отрегулирован таким образом, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжение смещения компенсировалось.

В изображенной на рис. 9.6 схеме номинал резистора R_1 выбирается исходя из входного тока смещения и падения напряжения на нем. Полагая входной ток смещения равным

5000 нА, при номинале резистора R_1 33 кОм падение напряжения на нем составит приблизительно 165 мВ, что равно 10 % от напряжения 1,65 В. Таким образом, при таком номи-



а



б

Рис. 9.6. Одночастотный интегрирующий усилитель (интегратор).
 а—схема усилителя; б—альтернативная схема включения входного сопротивления смещения; в—типичная форма сигнала; $U_{\text{вых}} \approx (1/R_1 C_F) \int U_{\text{вх}} \Delta \text{ время}$; $R_1 \times C_F \approx \approx$ период интегрируемого сигнала; $C_F \approx \text{период}/R_1$; $R_{\text{шунт}} \approx 10 \times R_1$; $R_{\text{ом}} \approx \approx R_1 R_{\text{шунт}}/(R_1 + R_{\text{шунт}})$; $U_{\text{вых}}$ сдвинуто на 90° относительно $U_{\text{вх}}$.

нале резистора R_1 (33 кОм) можно использовать входные сигналы с напряжением 1,65 В и выше.

Значение постоянной времени $R_1 C_F$ должно быть приблизительно равно периоду интегрируемого сигнала, а постоянной времени $R_{\text{шунт}} C_F$ существенно больше (не менее чем на порядок). Таким образом, номинал резистора $R_{\text{шунт}}$ должен быть приблизительно в 110 раз выше, чем у резистора R_1 . Следует отметить, что сопротивление $R_{\text{шунт}}$ и емкость C_F образуют частотно-зависимое полное сопротивление (т. е. это полное сопротивление наиболее заметно на низких частотах).

Предположим, что показанная на рис. 9.6 схема должна использоваться как интегратор прямоугольных колебаний

с частотой 1 кГц. При этом период колебаний составляет приблизительно 0,001 с. Можно использовать произвольные номиналы резистора R_1 и конденсатора C_F при условии, что значение постоянной времени $R_1 C_F$ составляет приблизительно 0,001. Если номинал резистора R_1 равен 33 кОм, то необходимо выбрать конденсатор C_F в 0,03 мкФ. Тогда номинал резистора $R_{\text{шунт}}$ должен быть по крайней мере не ниже 330 кОм. Следует отметить, что резистор $R_{\text{шунт}}$ предназначен для обеспечения обратной связи. Обратная связь необходима

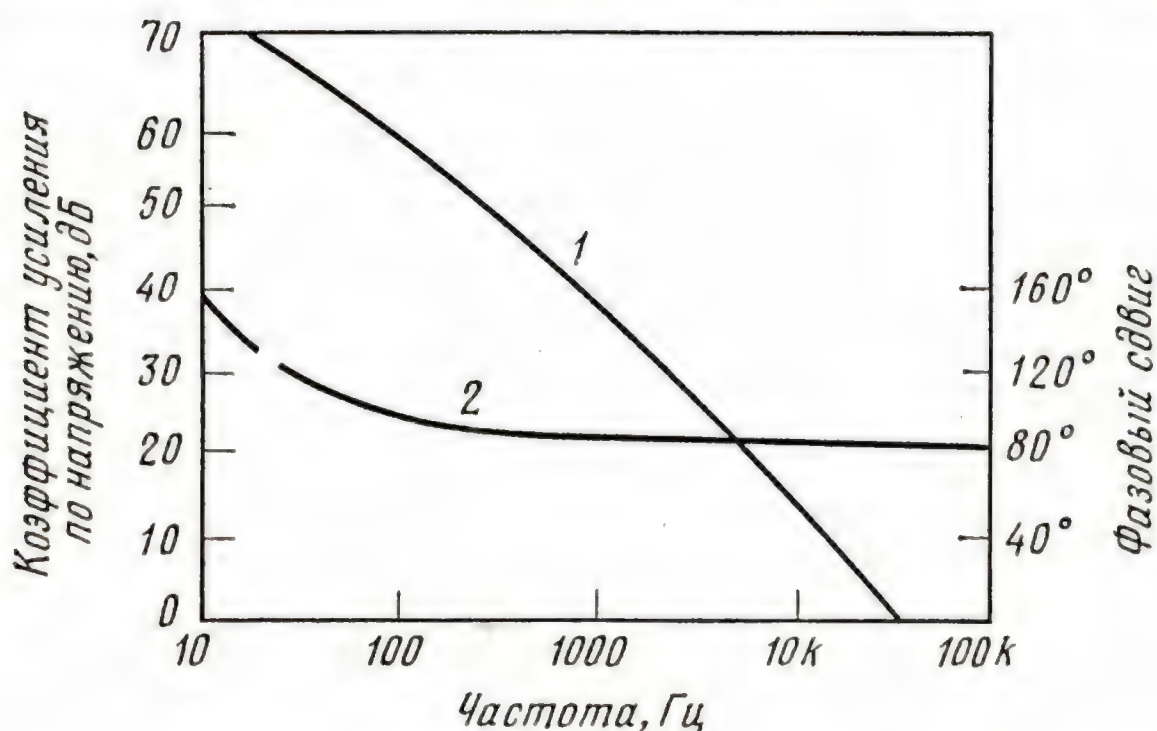


Рис 9.7. Частотная характеристика интегратора на ОУ типа МС1531.
1 — коэффициент усиления; 2 — фаза.

для того, чтобы не происходило постоянного заряда конденсатора C_F напряжением смещения (что может привести к ограничению в усилителе). Если же напряжение смещения мало или его можно минимизировать с помощью включения в схему резистора $R_{\text{ом}}$, то можно не использовать сопротивление $R_{\text{шунт}}$. Резистор $R_{\text{шунт}}$ может служить причиной ограничения коэффициента усиления на очень низких частотах. Однако на частотах выше 15 Гц влиянием этого сопротивления можно пренебречь (поскольку параллельно ему включена емкость C_F). Если же требуется обеспечить большую точность, в частности на низких частотах, то входное сопротивление смещения $R_{\text{ом}}$ можно заменить на реализованную на потенциометре цепь, как это показано на рис. 9.6. В этом включении потенциометр R отрегулирован таким образом, чтобы при отсутствии входного сигнала напряжение смещения компенсировалось.

9.5. Дифференцирующие усилители на ОУ

На рис. 9.8 показана схема на ОУ, используемая в качестве дифференцирующего усилителя (или дифференциатора). С помощью этой схемы можно осуществлять дифференцирование различных сигналов (обычно прямоугольных колеба-

ний или пилообразных и наклонных колебаний). Выходное напряжение усилителя обратно пропорционально постоянной времени цепи обратной связи и прямо пропорционально скорости изменения входного напряжения.

Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, приведенные в разд. 9.2, применимы и к дифференцирующему усилителю, за исключением следующего.

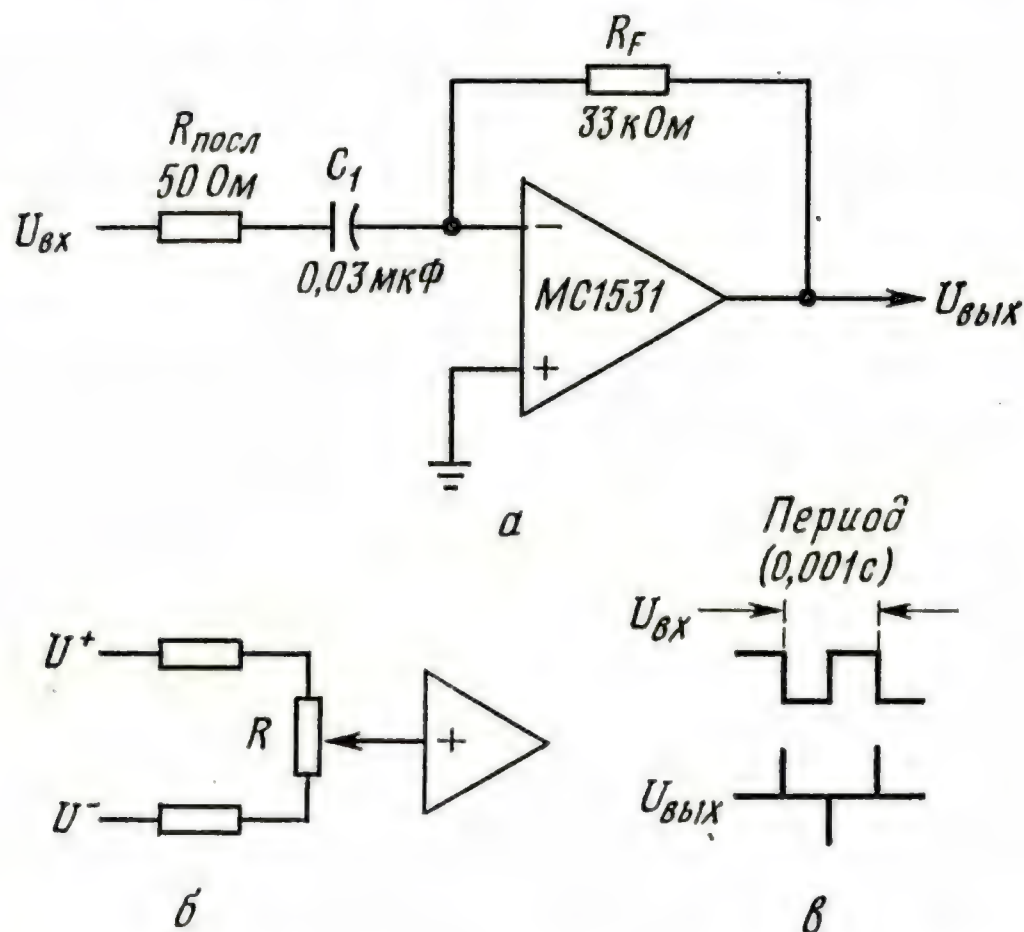


Рис. 9.8. Схема дифференцирующего усилителя (дифференциатор). а—схема усилителя; б—альтернативная схема включения входного сопротивления смещения; в—типичная форма сигнала; $U_{\text{вых}} \approx -R_F C_1 (\Delta U_{\text{вх}} / \Delta \text{ время})$; $R_F \times C_1 \approx \approx$ период дифференцируемого сигнала; $C_1 \approx \text{период} / R_F$; $R_{\text{посл}} \approx 50 \text{ Ом}$; $U_{\text{вых}}$ сдвинуто на -90° относительно $U_{\text{вх}}$.

Значение постоянной времени $R_F C_1$ должно быть приблизительно равно периоду дифференцируемого сигнала. В реальных разработках значение этой постоянной времени выбирается с помощью метода проб и ошибок до получения разумного уровня выходного сигнала.

Основной проблемой, с которой сталкиваются при разработке дифференцирующих усилителей, является то, что при увеличении частоты сигнала возрастает и коэффициент усиления схемы. Вследствие этого дифференциаторы наиболее восприимчивы к высокочастотным шумам. От этого можно избавиться классическим способом, а именно включив последовательно с входным конденсатором небольшой резистор (порядка 50 Ом); при этом коэффициент усиления схемы на высоких частотах уменьшится. Добавление в схему этого резистора дает более правильную реализацию функции дифференцирования, поскольку последовательно включенные сопротивление и входной конденсатор всегда добавляются к полному сопротивлению источника сигнала,

В некоторых случаях дифференциатор можно очень удачно использовать для обнаружения искажений или высокочастотных шумов в исходном сигнале. Часто дифференциатор позволяет выявить скрытую информацию, которую трудно обнаружить в самом сигнале. Это происходит вследствие того, что при дифференцировании незначительные изменения крутизны входного сигнала вызывают существенные колебания уровня выходного сигнала. Наглядным примером полезности этого свойства дифференциатора является его использование для определения линейности формы пилообразного напряжения развертки. Любая нелинейность этого сигнала приводит к изменению его наклона. В результате дифференцированная форма сигнала достаточно четко указывает участки нелинейности. (Однако необходимо указать, что для повторяющегося сигнала с различной крутизной нарастания и спада, можно увидеть ложную форму сигналов.)

Номиналы элементов показанной на рис. 9.8 схемы выбраны исходя из того, что требуется продифференцировать сигналы с частотой 1 кГц. При этом их период составляет 0,001 с. Можно использовать произвольные номиналы конденсатора C_1 и резистора R_F при условии, что значение постоянной времени $R_F C_1$ составляет приблизительно 0,001. В качестве первого ориентировочного значения можно использовать такие же номиналы этих элементов, как и в интеграторе (разд. 9.4), даже и в том случае, если эти элементы поменять местами. Следовательно, конденсатору с номиналом 0,03 мкФ соответствует резистор в 33 кОм. Номинал резистора $R_{\text{посл}}$ (если он используется) выбирается равным 50 Ом. Необходимо иметь в виду, что сопротивление $R_{\text{посл}}$ и емкость C_1 образуют частотно-зависимое полное сопротивление (которое наиболее заметно на высоких частотах).

9.6. Узкополосные усилители на ОУ

На рис. 9.9 приведена схема на ОУ, используемая как узкополосный усилитель (также называется резонансным усилителем). Все рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ, описанные в разд. 9.2, применимы и к узкополосному усилителю, за исключением следующего. Коэффициент усиления схемы определяется обычным способом по отношению сопротивлений R_1 и R_F . Однако частота максимального коэффициента усиления (частота настройки) определяется резонансной частотой цепи $L_1 C_1$. Конденсатор C_1 и индуктивность L_1 образуют параллельную резонансную цепь, которая подавляет сигналы резонансной частоты. Следовательно, на резонансной частоте сигнал обратной связи имеет минимальное значение (максимальный коэффициент усиления).

Номиналы элементов показанной на рис. 9.9 схемы выбираются таким образом, чтобы на резонансной частоте 100 кГц коэффициент усиления составлял 20 дБ. Выбор номинала резистора R_1 производится обычным способом исходя из входного тока смещения и падения напряжения. Предположим, что номинал резистора R_1 составляет 3,3 кОм. Тогда в качестве $R_{ом}$ можно использовать резистор с таким же или несколько меньшим номиналом. Для обеспечения коэффициента

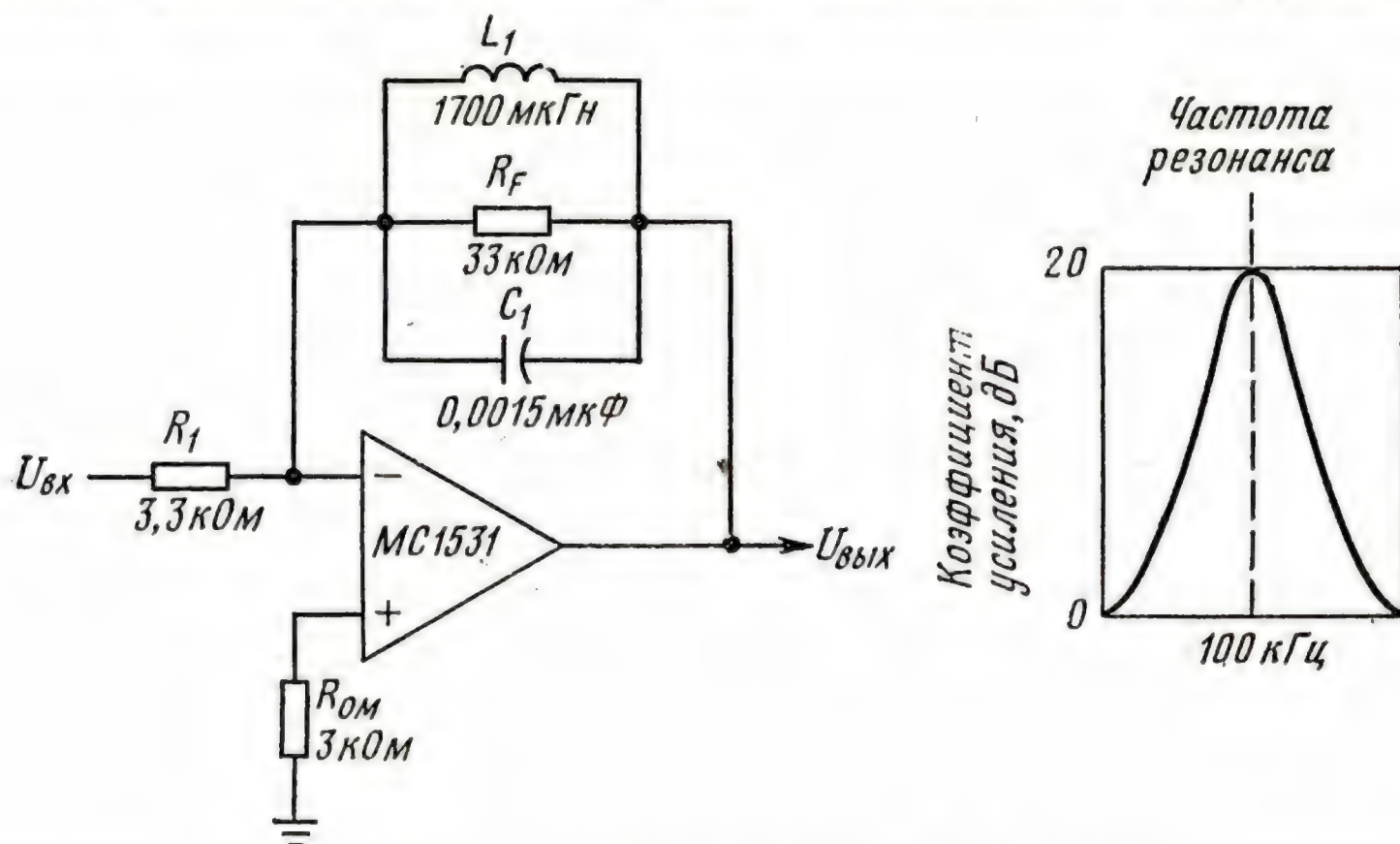


Рис. 9.9. Узкополосный резонансный усилитель.

Коэффициент усиления по напряжению $= U_{вых}/U_{вх} = R_F/R_1$; $R_{ом} = R_1 R_F / (R_1 + R_F)$; частота резонанса (кГц) $= 160 / \sqrt{L_1 (\text{мкГн}) \times C_1 (\text{мкФ})} = 100 \text{ кГц}$; $C_1 (\text{мкФ}) = (2,54 \cdot 10^4) / [F(\text{кГц})^2 \times L_1 (\text{мкГн})] = 0,0015 \text{ мкФ}$; $L_1 (\text{мкГн}) = (2,54 \cdot 10^4) / [C_1 (\text{кГц})^2 \times C_1 (\text{мкФ})] = 1700 \text{ мкГн}$.

усиления 20 дБ (при выбранном номинале резистора R_1) номинал резистора R_F должен составлять 33 кОм (или $3,3 \times 10$).

Для обеспечения резонансной частоты 100 кГц можно использовать произвольные значения конденсатора C_1 и индуктивности L_1 . Для частот ниже 1 МГц номинал конденсатора C_1 необходимо выбирать в пределах от 0,001 до 0,01 мкФ. Предположим, что номинал конденсатора C_1 составляет 0,0015 мкФ. Используя приведенные в подписи к рис. 9.9 уравнения, находим, что значение индуктивности L_1 должно составлять приблизительно 1700 мкГн.

9.7. Широкополосные усилители на ОУ

На рис. 9.10 показана схема на ОУ, используемая в качестве широкополосного усилителя. Все описанные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к широкополосному усилителю, за исключением следующего. Максимальный коэффициент усиления этой схемы определяется отношением сопротивлений R_R и R_F . При этом коэффициент усиления в полосе пропускания или

плоской части характеристической кривой определяется как R_F/R_R . Минимальный же коэффициент усиления схемы определяется обычным образом и задается отношением резисторов R_1 и R_F . Частоты начала и конца переходной области (на верхнем и нижнем краях частотной характеристики) определяются полными сопротивлениями различных сочетаний элементов схемы, как указано в приведенных в подписи к рис. 9.10 уравнениях.

Номиналы элементов показанной на рис. 9.10 схемы выбирались таким образом, чтобы эта схема обеспечивала на всех

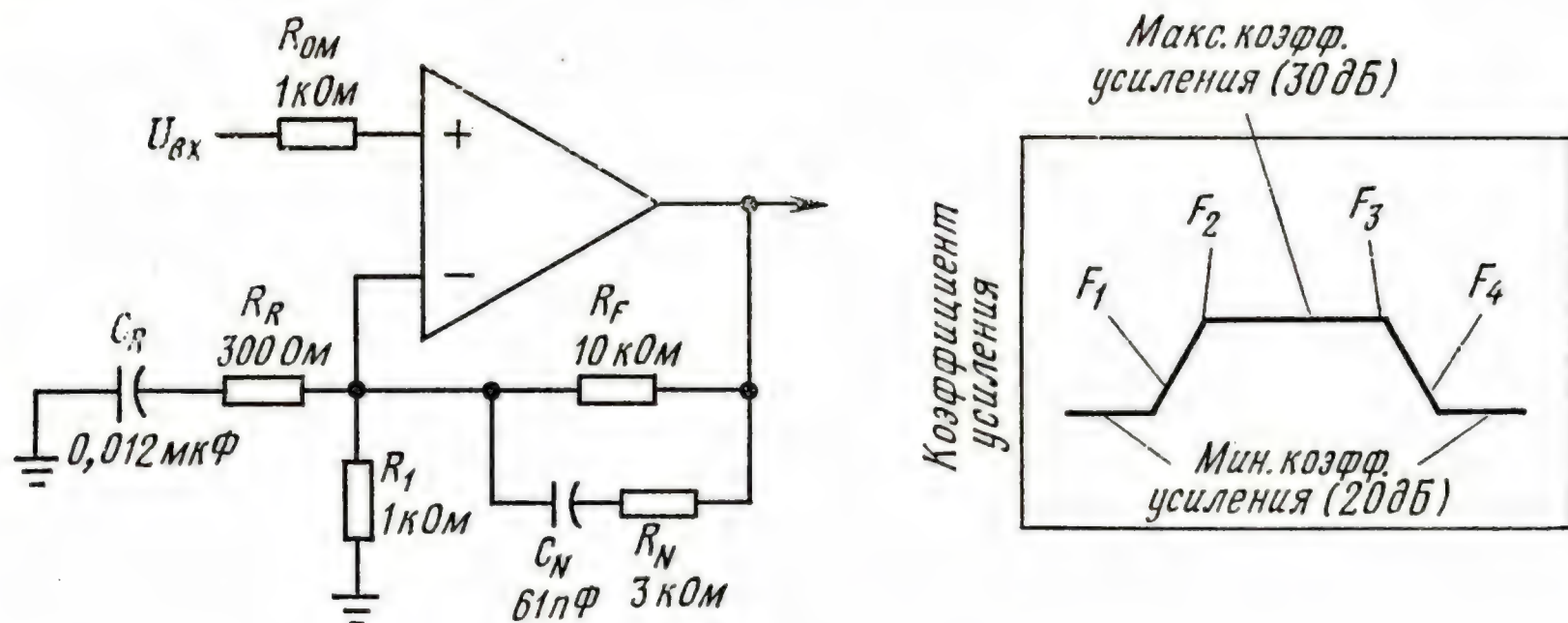


Рис. 9.10. Широкополосный усилитель.

Макс. коэфф. усиления $= R_F/R_R = 30$ дБ; мин. коэфф. усиления $= R_F/R_1 = 20$ дБ; $R_N = 30\% R_F = 3$ кОм; $R_{ом} = R_1 = 1$ кОм; $C_R = 1/6,28 F_2 R_R = 0,012$ мкФ; $C_N = 1/6,28 F_3 (R_N + R_F) = 61$ пФ; $F_1 = 10/6,28 C_R (R_F + 10 R_R) = 10$ кГц; $F_2 = 1/6,28 C_R R_R = 40$ кГц; $F_3 = 1/6,28 C_N (R_N + R_F) = 200$ кГц; $F_4 = 40/6,28 \times C_N (40 R_N + R_F) = 800$ кГц; $R_F = R_1 \times$ мин. коэфф. усиления $= 10$ кОм; $R_R = R_F/\text{макс. коэфф. усиления} = 330$.

частотах минимальный коэффициент усиления приблизительно 20 дБ, а в полосе пропускания — около 30 дБ. Коэффициент усиления начинает возрастать приблизительно на частоте 10 кГц и достигает уровня 30 дБ на нижней граничной частоте полосы пропускания. Далее полоса пропускания простирается до частоты 200 кГц, где коэффициент усиления начинает снижаться и становится равным 20 дБ на частоте 800 кГц (и выше). Следует отметить, что если в исходном ОУ необходимо реализовать фазокорректирующую цепь, то ее расчет производится исходя из минимального коэффициента усиления 20 дБ (а не по коэффициенту усиления в полосе пропускания 30 дБ).

Номинал резистора R_1 рассчитывается обычным образом, т. е. исходя из входного тока смещения и падения напряжения. При номинале резистора R_1 1 кОм, номиналы резисторов R_F и R_R составляют соответственно 10 кОм и 330 Ом. При этом реализуются коэффициенты усиления соответственно 20 и 30 дБ. При практической реализации этой схемы, вероятно,

придется снизить эти ориентировочные номиналы резисторов с тем, чтобы обеспечить требуемое соотношение коэффициентов усиления.

9.8. Усилители на ОУ с единичным коэффициентом передачи

На рис. 9.11 приведена схема на ОУ, используемая в качестве усилителя с единичным коэффициентом передачи (который также называется повторителем напряжения). Все рассмотренные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к усилителю с единичным коэффициентом передачи, за исключением следующего. Из

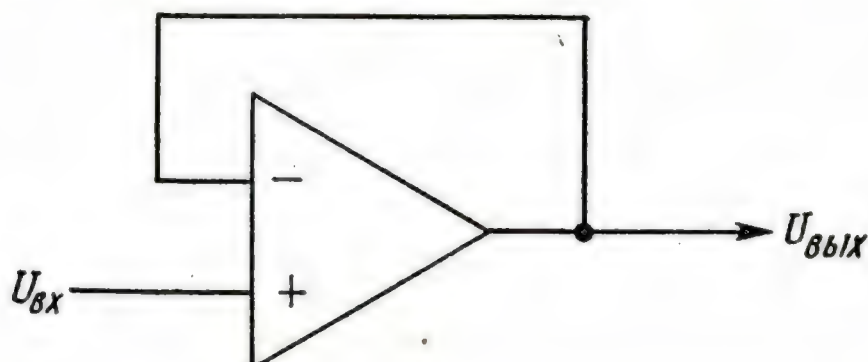


Рис. 9.11. Основная схема усилителя с единичным коэффициентом передачи на ОУ (повторитель напряжения).

$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$; $Z_{\text{вх}}$ (замкнутая петля) $\approx$ (коэффициент усиления с разомкнутой петлей $\times$ $Z_{\text{вх}}$) ИС с разомкнутой петлей; $Z_{\text{вых}}$ (замкнутая петля) $\approx$ $Z_{\text{вых}}$ ИС с разомкнутой петлей/коэффициент усиления с разомкнутой петлей.

этой схемы полностью исключены входное сопротивление и сопротивление обратной связи. В такой структуре входное и выходное напряжения равны между собой (либо выходное напряжение немного ниже). Однако при этом схема обладает очень высоким входным полным сопротивлением, а также очень низким выходным полным сопротивлением, (что следует из приведенных в подписи к рис. 9.11 уравнений).

Фактически входное полное сопротивление ОУ умножается, а выходное полное сопротивление делится на коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи. Например, если интегральный ОУ имеет следующие параметры: коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи 1000 (60 дБ), выходное полное сопротивление 200 Ом, входное полное сопротивление 15 кОм, то приведенная на рис. 9.11 схема обеспечивает выходное полное сопротивление 0,2 Ом ($200/1000$) и входное полное сопротивление 15 МОм ($1000 \times 15\,000$). Необходимо иметь в виду, что коэффициент усиления без обратной связи является частотно-зависимым. Следовательно, полные сопротивления при замкнутой петле обратной связи также меняются в зависимости от частоты сигнала.

Другая особенность такого включения ОУ, которую иногда упускают из виду, связана с необходимостью подачи на него входного тока смещения. В обычных схемах это смещение

формируется с помощью входных сопротивлений. В изображенной на рис. 9.11 схеме входное смещение должен обеспечивать источник сигнала. При этом может измениться входное полное сопротивление.

Приведенной на рис. 9.11 схеме присуща еще одна особенность, а именно общее входное напряжение представляет собой синфазное напряжение, т. е. напряжение равно общему входному напряжению, которое присутствует на двух входных зажимах. Если бы входной сигнал состоял из больших постоянной и переменной составляющих, то возникает опасность что будет превышен диапазон допустимых синфазных напряжений. Одно из решений этой проблемы заключается в использовании емкостной связи при подаче входного сигнала на неинвертирующий входной зажим. При этом на нем отсутствует постоянное напряжение, а к входным зажимам прикладывается только сам сигнал. Такое решение проблемы синфазного сигнала связано с введением в схему дополнительного резистора, включенного между неинвертирующим входом и земляным зажимом. Это сопротивление создает путь для протекания входного тока смещения. Однако оно также определяет и входное полное сопротивление самого ОУ. Если значение этого сопротивления достаточно велико, то и падение напряжения на нем (как входное, так и выходное), создаваемое входным током смещения, также велико.

Некоторые фирмы-изготовители рекомендуют использовать сопротивления (равных номиналов) и в петле обратной связи, и в цепи входного неинвертирующего зажима. При этом коэффициент усиления также равен единице и схема функционирует как повторитель напряжения источника сигнала. Однако тогда входное и выходное полные сопротивления определяются (в основном) номиналами этих сопротивлений, а не характеристиками самого ОУ, как в случае приведенной на рис. 9.11 схемы.

9.9. Быстродействующие усилители на ОУ с единичным коэффициентом передачи

Одна из особенностей усилителя с единичным коэффициентом передачи заключается в том, что скорость нарастания его выходного сигнала очень низкая, т. е. временная характеристика очень плавная, что соответствует узкой полосе передачи полной мощности. Такая узкая полоса при единичном коэффициенте передачи усилителя объясняется тем, что в большинстве справочных материалов на ОУ при единичном коэффициенте передачи рекомендуется использовать корректирующий конденсатор значительной емкости.

Предположим например, что ОУ соответствуют приведенные на рис. 9.3 характеристики, а требуемая рабочая частота сигнала составляет 200 кГц (включенный с единичным коэф-

фициентом передачи ОУ должен иметь полосу пропускания полной мощности вплоть до 200 кГц). Емкость корректирующего конденсатора при коэффициенте усиления 60 дБ рекомендуется 0,001 мкФ, в то время как при единичном коэффициенте передачи она составляет 1 мкФ. Теперь предположим, что ОУ также соответствуют и приведенные на рис. 9.12 характеристики, а сопротивление нагрузки равно 100 Ом. При номинале корректирующего конденсатора 0,001 мкФ передача полной мощности может осуществляться на частотах до

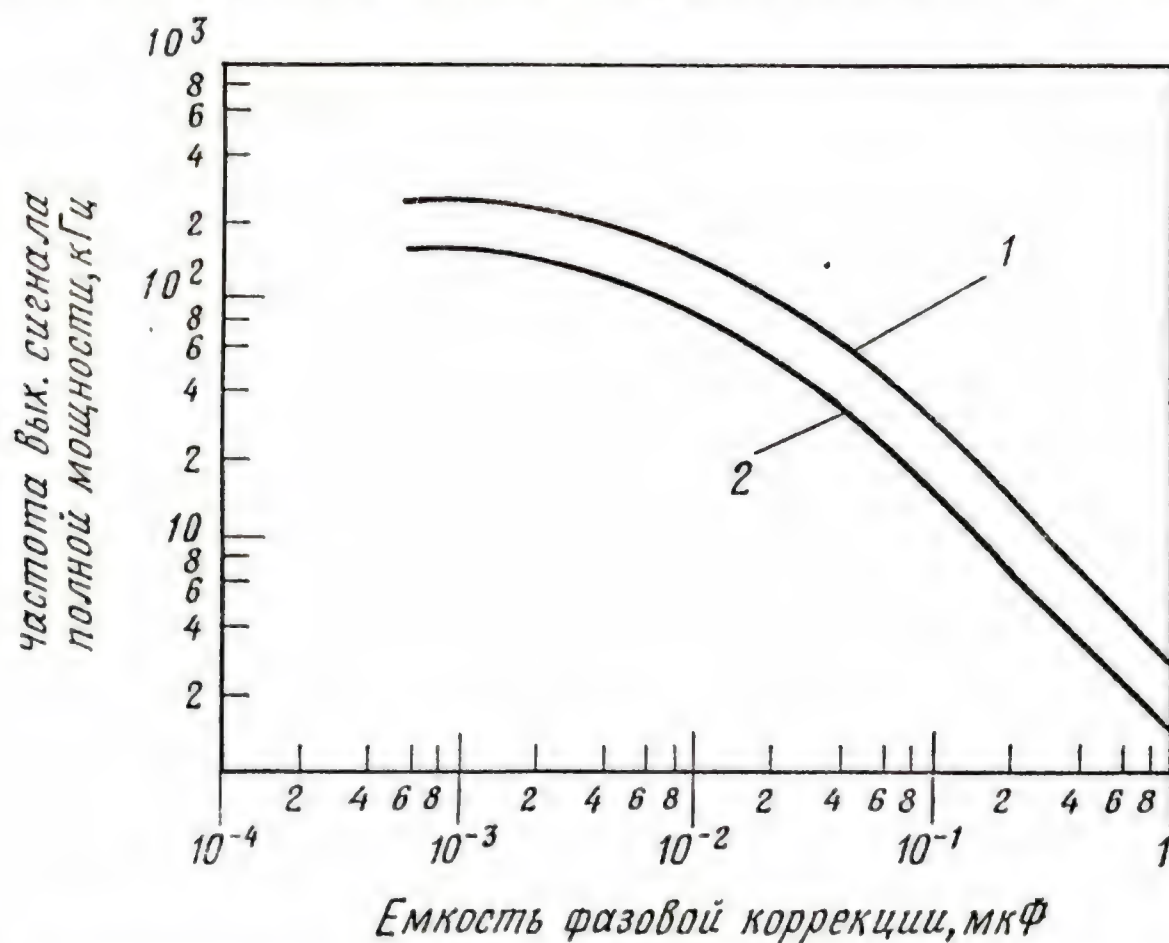


Рис. 9.12. Зависимость частоты выходного сигнала полной мощности от корректирующей емкости.

1 — без нагрузки; 2 — нагрузка 500 Ом.

200 кГц. Однако если же используется номинал корректирующего конденсатора 1 мкФ, то максимальная частота пропускания полной мощности не превышает 4 кГц.

Для обеспечения крутой временной характеристики (высокой скорости нарастания) и широкой полосы пропускания полной мощности при единичном коэффициенте передачи используются несколько методов. Один из таких методов описывается далее.

9.9.1. Использование справочных данных по фазовой коррекции

На рис. 9.13 приведена схема включения ОУ с единичным коэффициентом передачи, которая отображает способ обеспечения высокой скорости нарастания выходного сигнала (быстродействующая схема с широкой полосой пропускания полной мощности). В этой схеме используется рекомендованная в справочных материалах фазовая коррекция при некоторой ее модификации. Вместо применения соответствующей

единичному коэффициенту передачи коррекции используются справочные данные по коррекции, рекомендованные при реализации коэффициента усиления, равного 100. Тогда номиналы резисторов R_1 и R_3 выбираются таким образом, чтобы обеспечивался единичный коэффициент передачи ($R_1 = R_3$). Как следует из приведенных уравнений номиналы резисторов R_1 и R_3 должны приблизительно в 100 раз превосходить значение сопротивления R_2 . Таким образом, при практических

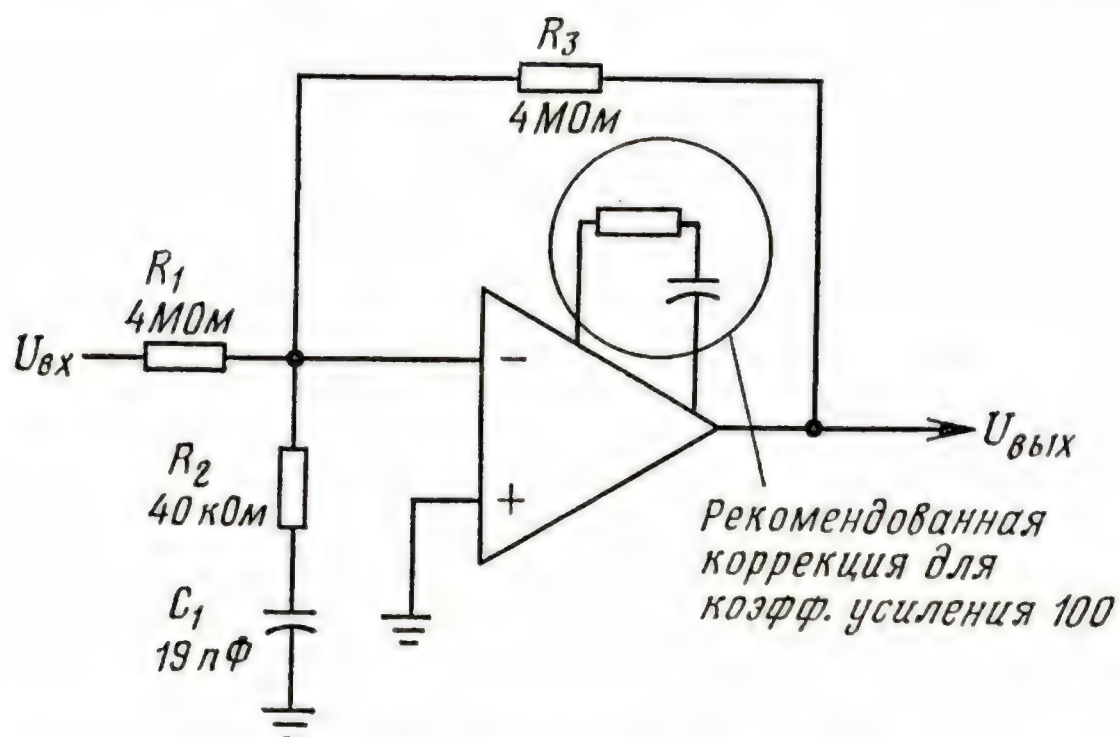


Рис. 9.13. Быстродействующий (высокая скорость нарастания сигнала) усилитель с единичным коэффициентом передачи при паспортной фазовой коррекции.

$R_1 = R_3 = 0,1 \times \text{входное напряжение (8 В) / входной ток смещения (200 нА)}$; $R_2 = R_1/100$; $C = 1/6,28 \times R_2 \times F$; скорость нарастания $\approx$ скорость нарастания при коэфф. усиления 100.

расчетах номиналы резисторов R_1 и R_3 должны быть достаточно высокими.

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.13 схемы выбраны исходя из того предположения, что схема обеспечивает единичный коэффициент передачи, но при скорости нарастания выходного сигнала, соответствующей приблизительно коэффициенту усиления, равного 100. Эти номиналы также обеспечивают функционирование схемы при напряженных входных и выходных сигналах до 8 В и входном токе смещения, равном 200 нА.

9.10. Усилители на ОУ с высоким входным полным сопротивлением

На рис. 9.14 приведена схема на ОУ, используемая как усилитель с высоким входным полным сопротивлением. Все описанные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к усилителю с высоким входным полным сопротивлением, за исключением следующего. Приведенные в подписи к рис. 9.14 уравнения показывают как сочетаются высокое полное сопротивление усилителя с еди-

ничным коэффициентом передачи (разд. 9.8) и коэффициент усиления. Следует отметить, что приведенная на рис. 9.14 схема аналогична основной схеме включения ОУ, за исключением того, что в ней отсутствует компенсирующее входное смещение сопротивление, включенное последовательно с неинвертирующим входным зажимом, и при этом обеспечивается высокое входное полное сопротивление схемы. Таким образом,

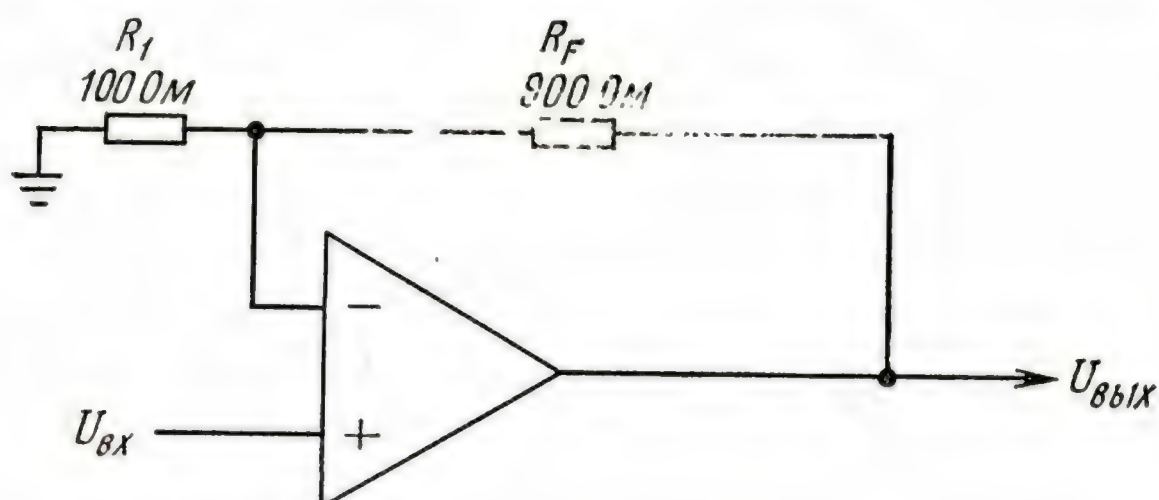


Рис. 9.14. Усилитель с высоким входным полным сопротивлением.

$$U_{\text{вых}} = [(R_1 + R_F)/R_1] \times U_{\text{вх}} = 10 \times U_{\text{вх}}; \quad Z_{\text{вых}} \text{ (замкнутая петля)} \approx \frac{Z_{\text{вых}} \text{ ИС с разомкнутой петлей}}{1 + \text{коэффициент усиления с разомкнутой петлей}} = 2 \text{ Ом};$$

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_F} \right)$$

$R_F = (\text{коэффициент усиления} - 1) \times R_1 = 900$; $Z_{\text{вх}} \text{ (замкнутая петля)} \approx Z_{\text{вх}} \text{ ИС с разомкнутой петлей} \times \text{коэффициент усиления с замкнутой петлей} \approx 150 \text{ кОм.}$

достигается компромисс между более высоким входным полным сопротивлением и некоторым увеличением выходного напряжения смещения.

В основной схеме включения ОУ компенсирующее напряжение смещения сопротивление используется для приведения к нулевому уровню входного напряжения смещения ОУ. При этом (теоретически) должно быть нулевым и напряжение смещения на выходе. Несмотря на высокий коэффициент усиления ОУ в основной схеме его включения, выходной сигнал поддерживается на уровне 0 В. В усилителе с единичным коэффициентом передачи (разд. 9.8) отсутствует компенсирующее напряжение смещения сопротивление, но поскольку в нем нет усиления, то напряжения смещения на входе и выходе одинаковы. В типовом интегральном ОУ входное напряжение смещения не превышает 10 мВ. Такое значение напряжения смещения не является критичным на выходе усилителя с единичным коэффициентом передачи.

В приведенной на рис. 9.14 схеме не используется компенсирующее напряжение смещения сопротивление. При этом напряжение смещения на выходе этой схемы равно входному напряжению смещения, умноженному на коэффициент усиления схемы с замкнутой петлей обратной связи. Однако поскольку изображенная на рис. 9.14 схема предназначена для

обеспечения умеренных значений коэффициентов усиления, то получаются приемлемые значения выходного напряжения смещения.

Номиналы элементов этой схемы (рис. 9.14) выбирались таким образом, чтобы ее коэффициент усиления составлял 10 при высоком (150 кОм) входном и низком (2 Ом) выходном полных сопротивлениях. Такие характеристики обеспечиваются ОУ со следующими параметрами: выходное и входное полные сопротивления при разомкнутой петле обратной связи составляют соответственно 200 Ом и 15 кОм при коэффициенте усиления, равном 1000 (60 дБ). Номинал резистора R_1 выбирается исходя из входного тока смещения и падения напряжения произвольным образом и в изображенной на рис. 9.14 схеме составляет 100 Ом.

9.11. Разностные усилители на ОУ

На рис. 9.15 показана схема на ОУ, используемая в качестве разностного усилителя и (или) вычитателя. При одновременной подаче сигналов на оба входа их напряжения вычитаются одно из другого. Все приведенные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы

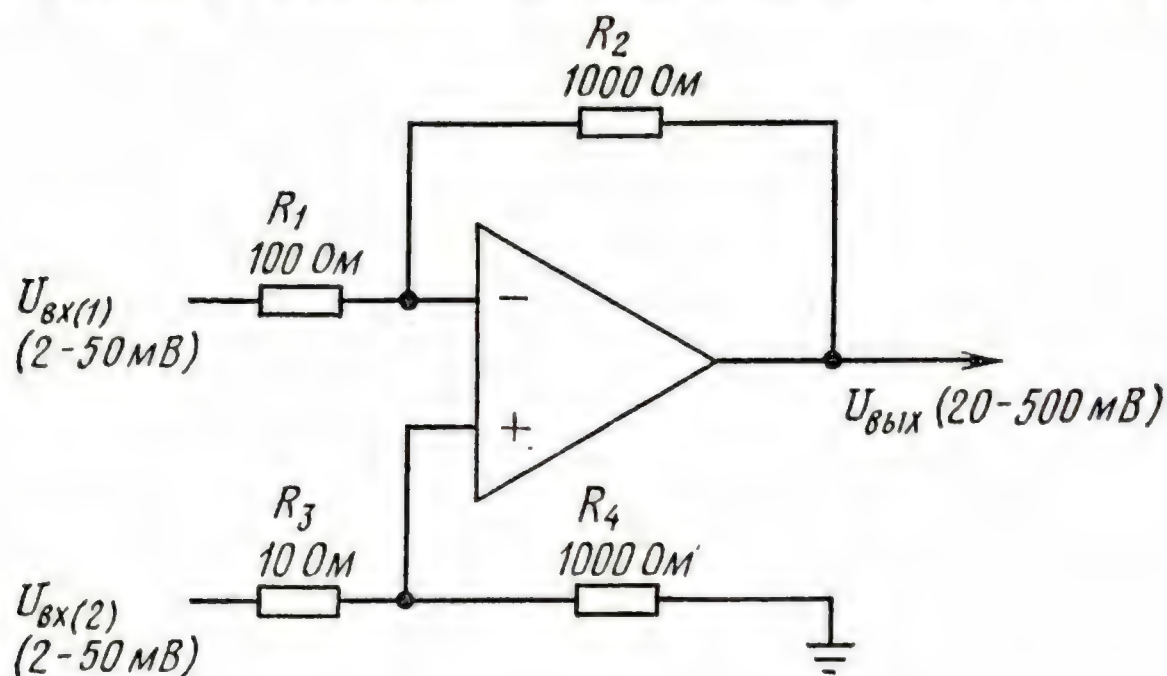


Рис. 9.15. Разностный усилитель и (или) вычитатель.

$U_{\text{вых}} = -((R_2/R_1) \times U_{\text{вх}}(1)) + [(R_4/(R_3 + R_4)) ((R_1 + R_2)/R_1) \times U_{\text{вх}}(2)]$, когда $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, тогда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}(2) - U_{\text{вх}}(1)$; $R_2 = R_1 \times \text{коэффициент усиления}$; $R_3 = R_1/\text{коэффициент усиления}$; $R_4 = R_1 \times \text{коэффициент усиления}$.

и к разностному усилителю и (или) вычитателю, за исключением следующего. При одинаковых номиналах всех резисторов схемы напряжение сигнала на выходе равно напряжению на положительном (неинвертирующем) входе за вычетом напряжения на отрицательном (инвертирующем) входе, т. е. выходное напряжение представляет собой разность двух входных напряжений. Таким образом, при необходимости эту схему можно использовать либо как вычитающий, либо как разностный усилитель.

Если же применяются разные номиналы резисторов, то, как следует из приведенных в подписи к рис. 9.15 уравнений, выходной сигнал представляет собой алгебраическую сумму коэффициентов усиления для этих двух входных напряжений. Как правило, проще использовать одинаковые номиналы всех резисторов.

Номиналы элементов этой схемы (рис. 9.15) выбирались таким образом, чтобы она могла функционировать для двух входных напряжений как разностный усилитель. Эффективное значение каждого из этих напряжений изменяется в пределах от 2 до 50 мВ. При этом эффективное значение выходного сигнала должно быть от 20 до 500 мВ. Поскольку в этом примере требуется обеспечить коэффициент усиления, равный 10, номиналы резисторов схемы не будут одинаковыми. Для реализации такого коэффициента усиления в случае отрицательных входных сигналов номинал резистора R_2 должен быть в 10 раз больше, чем у резистора R_1 .

Номинал резистора R_1 необходимо выбирать обычным образом, т. е. на основании того, чтобы падение напряжения на нем (при номинальном входном токе смещения) было сравнимо с минимальным входным сигналом. Предположим, что его номинал равен 100 Ом. При этом для реализации коэффициента передачи по инвертирующему входу, равного 10, номинал резистора R_2 должен составлять 1000 Ом, а номиналы резисторов R_3 и R_4 должны быть соответственно 10 и 1000 Ом.

9.12. Преобразователи напряжение — ток на ОУ

На рис. 9.16 показана схема на ОУ, используемая как преобразователь напряжение — ток (известна также в качестве усилителя с комплексной крутизной передачи). Эту схему можно использовать для формирования тока нагрузки, который пропорционален приложенному ко входу усилителя напряжению. Поступающий в нагрузку ток отчасти не зависит от ее параметров. Схема представляет собой по существу токовый усилитель с обратной связью.

Все описанные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к преобразователю напряжение — ток, за исключением следующего. Резистор R , отбирающий ток, предназначен для обеспечения обратной связи на положительный входной зажим. Когда резисторы R_1 , R_2 , R_3 и R_4 имеют одинаковые номиналы, эта обратная связь поддерживает напряжение на резисторе R таким же, как и на входе. Если на вход усилителя подано постоянное напряжение, то независимо от параметров нагрузки напряжение на резисторе R также остается постоянным (с незначительными отклонениями). При постоянном напряжении на резисторе R ток через него также должен оставаться постоянным. Номиналы резисторов R_3 и R_4 обычно гораздо выше, чем полное

сопротивление нагрузки, и ток через эту нагрузку должен оставаться почти постоянным независимо от изменений полного сопротивления.

Обычно номиналы резисторов $R_1 \div R_4$ выбираются одинаковыми. Тогда значение сопротивления R , отбирающего ток определяется исходя из требуемого тока нагрузки. При этом достигается ограничение мощности выходного сигнала $I^2 \times (R + \text{сопротивление нагрузки})$ до допустимого уровня на

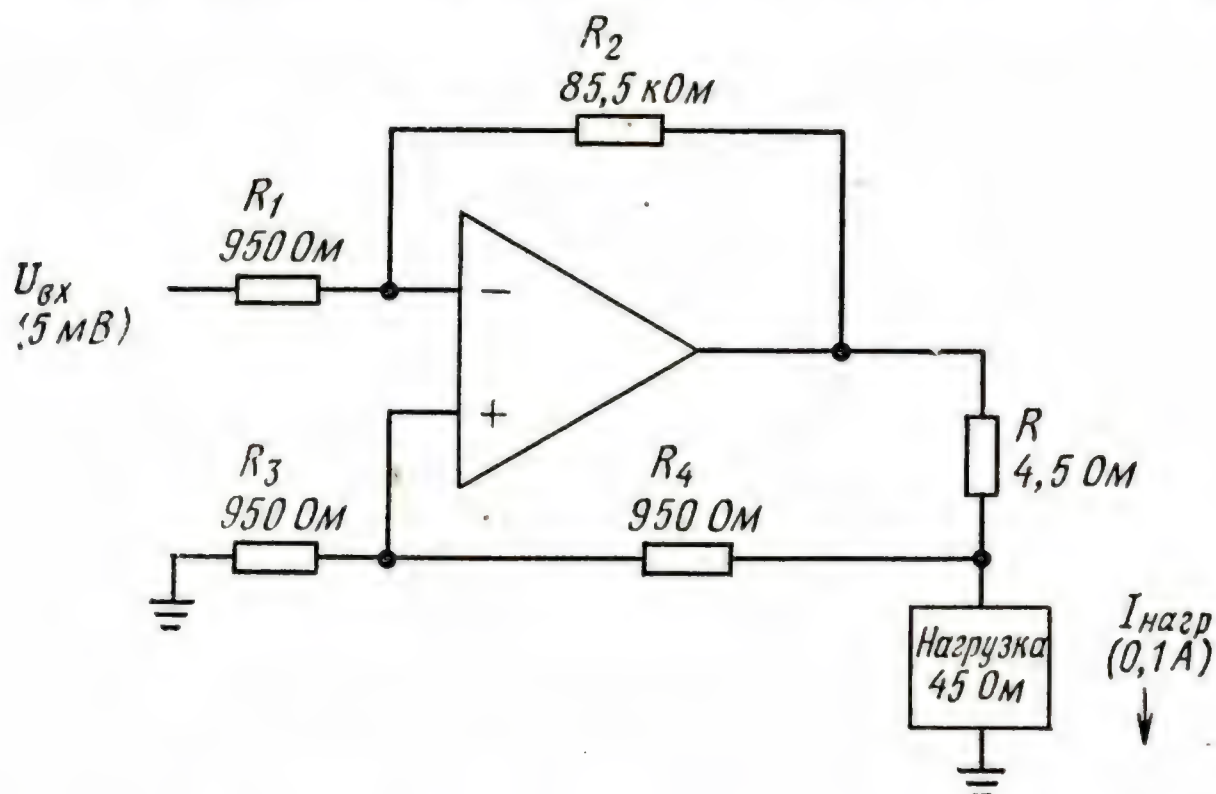


Рис. 9.16. Преобразователь напряжение — ток.

Когда $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ и $R_3 + R_4 \gg Z$, тогда $I_{\text{нагр}} = U_{\text{вх}}/R$; $R = Z \times 0,1$, $R_1 = R_3$, $R_3 > 20 \times Z$, $R_2 = R_1 \times \text{коэффициент усиления}$, $R_4 > 20 \times Z$.

выходе интегрального ОУ. Например, если общая мощность рассеяния интегральной схемы составляет 600 мВт, а мощность, рассеиваемая самим интегральным ОУ, равна 100 мВт, то мощность выходного сигнала не должна превышать 500 мВт. В качестве ориентира укажем, что значение сопротивления R должно составлять приблизительно 1/10 полного сопротивления нагрузки (Z).

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.16 схемы выбирались таким образом, чтобы она функционировала как преобразователь напряжение — ток при нагрузке на выходе 45 Ом (номинальная), максимальной выходной мощности интегрального ОУ 500 мВт; при этом желательно поддерживать максимальный выходной ток независимо от отклонений сопротивления нагрузки и постоянном входном напряжении 5 мВ.

При сопротивлении нагрузки 45 Ом номинал резистора R должен составлять приблизительно 4,5 Ом. Тогда их общее сопротивление (R и нагрузка) равно 49,5 Ом (округленно 50 Ом). При таком сопротивлении (50 Ом) и максимальной выходной мощности интегрального ОУ 0,5 Вт максимальный возможный выходной ток составит 0,1А ($I = \sqrt{P/R} = \sqrt{0,5/50} =$

$=\sqrt{0,01}=0,1\text{A}$). При номинале резистора R , равном $4,5\text{ Ом}$, и токе через него $0,1\text{ А}$ падение напряжения будет равно 450 мВ . При таком выходном напряжении и напряжении на входе схемы 5 мВ коэффициент усиления схемы должен составлять 90 . Для номинального сопротивления нагрузки 50 Ом номиналы сопротивлений резисторов R_3 и R_4 должны быть по крайней мере по 950 Ом каждый. Номинал резистора R_1 такой же, как и у резистора R_3 , т. е. 950 Ом . При номинале резистора R_1 , равном 950 Ом , и коэффициенте усиления 90 номинал резистора R_2 должен составлять $85,5\text{ кОм}$.

9.13. Преобразователи напряжение — напряжение на ОУ

На рис. 9.17 изображена схема на ОУ, используемая как преобразователь напряжение — напряжение (известна также как усилитель напряжения). Схема аналогична преобразователю напряжение — ток (разд. 9.12), за исключением того,

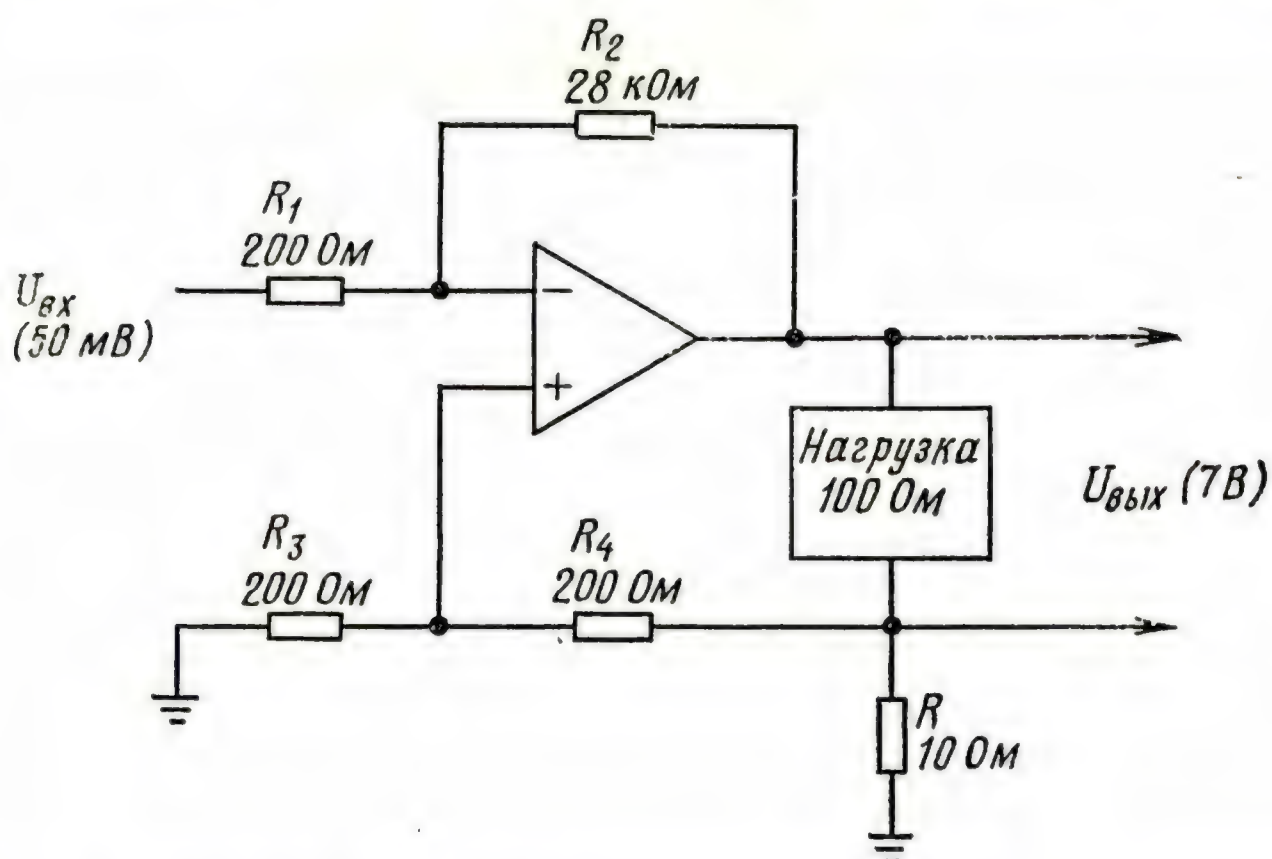


Рис. 9.17. Усилитель или преобразователь напряжение — напряжение. Когда $R_1=R_2$, $R_3=R_4$, тогда $U_{\text{вых}}=U_{\text{вх}}$; $R=Z \times 0,1$, $R_1=R_3$, $R_3 > 20 \times R$, $R_2=R_1 \times$ коэффициент усиления, $R_4 > 20 \times R$.

что нагрузка и резистор, отбирающий ток, поменены местами. Напряжение на нагрузке по существу не зависит от ее параметров.

Все приведенные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к преобразователю напряжение — напряжение, за исключением следующего. Обычно резисторы $R_1 \div R_4$ имеют одинаковые номиналы. Тогда резистор R , отбирающий ток, выбирается исходя из требуемого тока нагрузки. Его номинал выбран таким образом, чтобы обеспечивалось ограничение выходной мощности $I^2 \times (R + \text{сопротивление нагрузки})$ до допустимого уровня на

выходе интегрального ОУ. Например, если общая мощность рассеяния интегральной схемы составляет 600 мВт, а мощность, рассеиваемая самим интегральным ОУ, равна 100 мВт, то мощность выходного сигнала не должна превышать 500 мВт. В качестве ориентира укажем, что значение сопротивления R должно составлять приблизительно 1/10 полного сопротивления нагрузки (Z).

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.17 схемы выбирались таким образом, чтобы она функционировала как преобразователь напряжение — напряжение при сопротивлении нагрузки на выходе 100 Ом (номинальное), максимальной выходной мощности интегрального ОУ 500 мВт; при этом желательно поддерживать максимальное выходное напряжение на нагрузке независимо от отклонений ее параметров (в пределах нагрузочной способности по току интегрального ОУ) и постоянном входном напряжении 50 мВ.

При сопротивлении нагрузки 100 Ом номинал резистора R должен составлять приблизительно 10 Ом. Тогда их общее сопротивление (R и номинальная нагрузка) равно 110 Ом. Для такого общего сопротивления (110 Ом) и максимальной выходной мощности интегрального ОУ 0,5 Вт максимально возможный выходной ток составит приблизительно 0,07 А ($I = \sqrt{P/R} = \sqrt{0,5/110} = \sqrt{0,0045} = 0,07$ А). При номинальном сопротивлении нагрузки 100 Ом и токе через нее 0,07 А, максимальное падение напряжения составит 7 В. Можно использовать это значение при условии, что интегральный ОУ способен обеспечить выходной сигнал с напряжением 7 В. В противном случае необходимо ориентироваться на допустимое выходное напряжение ОУ. Если же требуется обеспечить напряжение выходного сигнала 7 В, то при входном сигнале 50 мВ требуется реализовать коэффициент усиления, равный 140. При номинале резистора R 10 Ом номиналы резисторов R_3 и R_4 должны быть по крайней мере по 200 Ом каждый. Номинал резистора R_1 должен быть таким же, как и у резистора R_3 (200 Ом). При номинале резистора R_1 200 Ом и коэффициенте усиления 140 номинал резистора R_2 должен быть равен 28 кОм.

9.14. Генераторы на ОУ низкочастотных синусоидальных сигналов

На рис. 9.18 приведена схема на ОУ, используемая как низкочастотный синусоидальный генератор. Она представляет собой параллельный Т-образный генератор. На указанных в уравнениях частотах обратная связь на отрицательном входном зажиме становится положительной, в то время как положительная обратная связь присутствует все время. Величина последней (задается отношением резисторов R_1 и R_2) доста-

точно для возбуждения усилителя на ОУ. Совместно с подаваемой на отрицательный входной зажим обратной связью обратная связь, подаваемая на положительный входной зажим, может использоваться для стабилизации амплитуды колебаний.

Все приведенные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и для этого генератора, за исключением следующего. Номинал резистора R_1

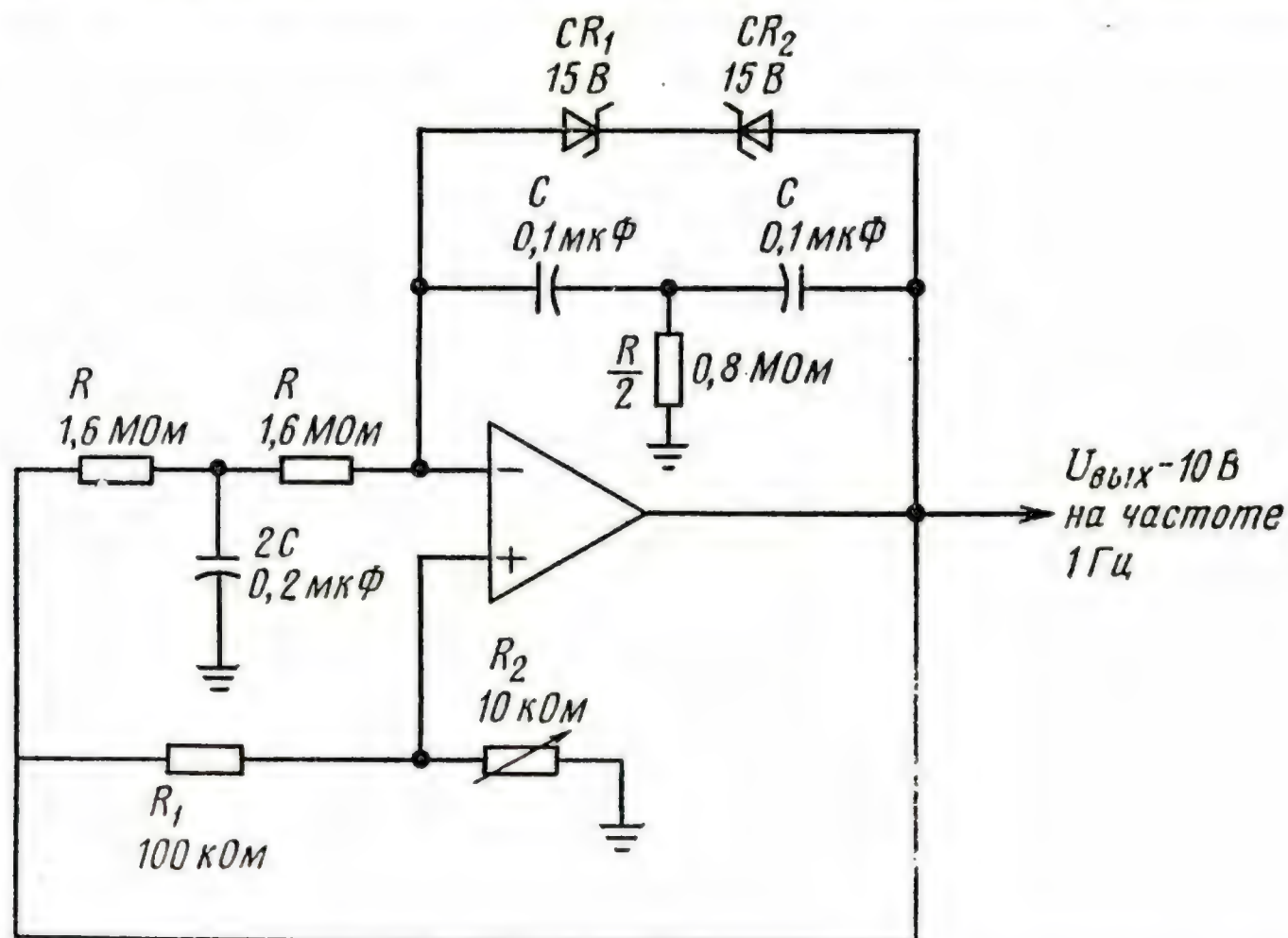


Рис. 9.18. Генератор на ОУ низкочастотных синусоидальных сигналов. Частота $\approx 1/6,28 RC$; $C \approx 1/6,28 RF$; $R_1 \approx R_2 \times 10$; $R \approx 1/6,28 FC$; значения напряжения стабилитронов CR_1 и $CR_2 \approx 1,5 \times U_{\text{вых}}$ (двойная амплитуда); $R < 2$ МОм.

должен быть приблизительно в 10 раз больше, чем у резистора R_2 . Отношение резисторов R_1 и R_2 , которое устанавливается с помощью регулировки R_2 , определяет величину положительной обратной связи. Следовательно, стабильность колебаний определяется характеристиками R_2 . Сама же амплитуда колебаний зависит от максимальной двойной амплитуды выходного сигнала ОУ и номинальных значений стабилитронов CR_1 и CR_2 . Из приведенных уравнений следует, что напряжение стабилитрона должно приблизительно в 1,5 раза превышать требуемую двойную амплитуду выходного напряжения. Нелинейное сопротивление включенных встречно стабилитронов используется для ограничения амплитуды выходного напряжения и поддержания хорошей ее линейности. Частота колебаний задается номиналами конденсатора C и резистора R . Верхняя граничная частота колебаний определяется приблизительно шириной полосы пропускания исходного ОУ, т. е. если коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи на частоте 100 кГц спадает на 3 дБ, то

эта схема способна обеспечить полный размах выходного напряжения на частотах вплоть до 100 кГц.

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.18 схемы установлены таким образом, чтобы схема могла выдавать на частоте 1 Гц синусоидальные сигналы с напряжением 10 В. Номинал резистора R_2 должен выбираться обычным способом, т. е. исходя из тока смещения. Предположим, что его номинал равен 10 кОм. При таком номинале резистора R_2 номинал резистора R_1 должен составлять 100 кОм. Если требуется обеспечить выходной сигнал с двойной амплитудой 10 В, то напряжения стабилитронов CR_1 и CR_2 должны быть равны 15 В. При этом имеется в виду, что ОУ способен обеспечить на выходе двойную амплитуду в 10 В.

Номиналы резистора R и конденсатора C определяют требуемую частоту колебаний, т. е. 1 Гц. При этом можно использовать произвольное сочетание номиналов этих элементов. Однако при практических расчетах рекомендуется использовать номиналы резистора R , не превышающие приблизительно 2 МОм (для типового интегрального ОУ). Выбрав номинал резистора R равным 1,6 МОм, получаем емкость конденсатора C 0,1 мкФ.

9.15. Схемы на ОУ с дифференциальным входом и дифференциальным выходом

На рис. 9.19 приведена схема на двух ОУ, используемая как усилитель с дифференциальным входом и дифференциальным выходом. Обычно ОУ имеют несимметричный выход, хотя некоторые их разновидности обладают и дифференциальным выходом. В некоторых случаях в схемах требуется реализовать дифференциальный выход. Например, схему, представленную на рис. 9.19, можно поставить на входе устройства, в котором на входных проводах имеется значительная шумовая наводка, а входной дифференциальный сигнал незначителен. Вследствие того что шумовые сигналы являются синфазными (т. е. появляются на обоих входных зажимах одновременно и имеют одинаковую амплитуду и полярность), отсутствует их усиление. Однако дифференциальный входной сигнал усиливается и выделяется на нагрузке как усиленное дифференциальное выходное напряжение.

Приведенную на рис. 9.19 схему можно реализовать на двух идентичных ОУ или, что предпочтительнее, на сдвоенном ОУ, поскольку оба его канала имеют одинаковые характеристики (коэффициент усиления, смещение и т. д.). Это происходит вследствие того, что оба канала изготавливаются на том же полупроводниковом кристалле. Однако эта схема будет функционировать удовлетворительно, если два ОУ тщательно согласованы по характеристикам (в частности, это ка-

сается входного тока смещения и входного напряжения сдвига).

Как следует из приведенных уравнений, каждый ОУ (или каждый канал) создает половину коэффициента усиления общего дифференциального выходного сигнала. Следовательно, если каждый ОУ имеет коэффициент усиления 10, то дифференциальный выходной сигнал в 20 раз превышает входной.

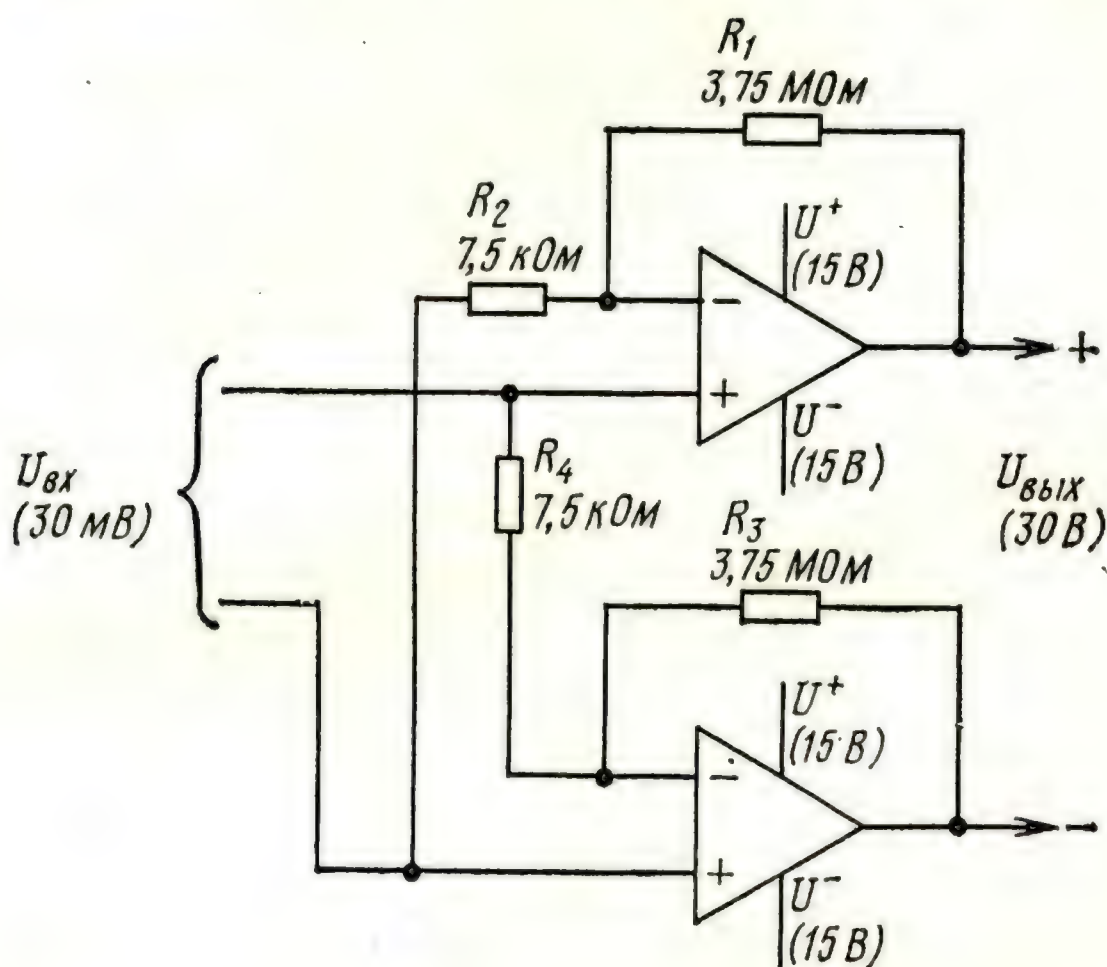


Рис. 9.19. Схема на ОУ с дифференциальным входом и дифференциальным выходом.

$R_2 = R_4 = (U_{вх} \times 0,05) / \text{входной ток смещения}$; $R_1 = R_3 = R_2 \times \text{коэффициент усиления каждой ИС}$; $U_{вых} = U_{вх} [(R_1/R_2) + (R_3/R_4)]$; $U_{вых}/U_{вх} = R_1/R_2 + R_3/R_4$.

Размах выходного напряжения в два раза превышает напряжение индивидуальных ОУ. Как правило, максимальный размах выходного сигнала несимметричного ОУ несколько меньше напряжения его источника питания. При использовании показанной на рис. 9.19 схемы можно получить удвоенный максимальный размах выходного дифференциального напряжения по сравнению с напряжением источника питания. Например, если напряжения U_+ и U_- источника питания составляют 15 В, то максимальный дифференциальный выходной сигнал будет меньше 30 В.

Все приведенные в разд. 9.2 рекомендации по расчету основной схемы включения ОУ применимы и к этой схеме, за исключением следующего. Номиналы резисторов R_2 и R_4 выбираются обычным способом исходя из входного тока смещения и падения напряжения, а номиналы резисторов R_1 и R_3 — для обеспечения требуемого коэффициента усиления. Величины сопротивлений резисторов R_3 и R_4 должны быть равны величинам сопротивлений резисторов R_1 и R_2 соответственно.

Номиналы элементов изображенной на рис. 9.19 схемы выбираются таким образом, чтобы схема могла обеспечить дифференциальный выходной сигнал с размахом приблизительно 30 В при имеющемся на входе дифференциальном сигнале, равном 30 мВ, и входном токе смещения 200 нА. При таком входном сигнале (30 мВ) и требуемом сигнале на выходе 30 В схема должна обеспечивать общий коэффициент усиления 1000 (30 В/0,03 В). Каждый из ОУ имеет коэффициент усиления 500.

Падение напряжение на резисторе R_2 , которое создается входным током смещения, не должно превышать 5 % входного напряжения. Если падение напряжения на резисторе R_2 составляет 1,5 мВ, а входной ток смещения равен 200 нА, то его максимальный номинал составит $1,5 \text{ мВ} / 200 \text{ нА} = 7500 \text{ Ом}$. Номинал резистора R_4 также должен быть равен 7500 Ом. Для такого номинала резистора R_2 (7,5 кОм) и требуемого коэффициента усиления 500 номинал резистора R_1 должен быть равен 3,75 МОм. Номинал резистора R_3 также должен составлять 3,75 МОм. При требуемом размахе дифференциального выходного напряжения 30 В U_+ и U_- напряжение источника питания ОУ должно быть приблизительно равно 15 В.

9.16. Датчики температуры на ОУ

На рис. 9.20 приведена схема включения ОУ, используемого в качестве основного активного элемента схемы темпера-

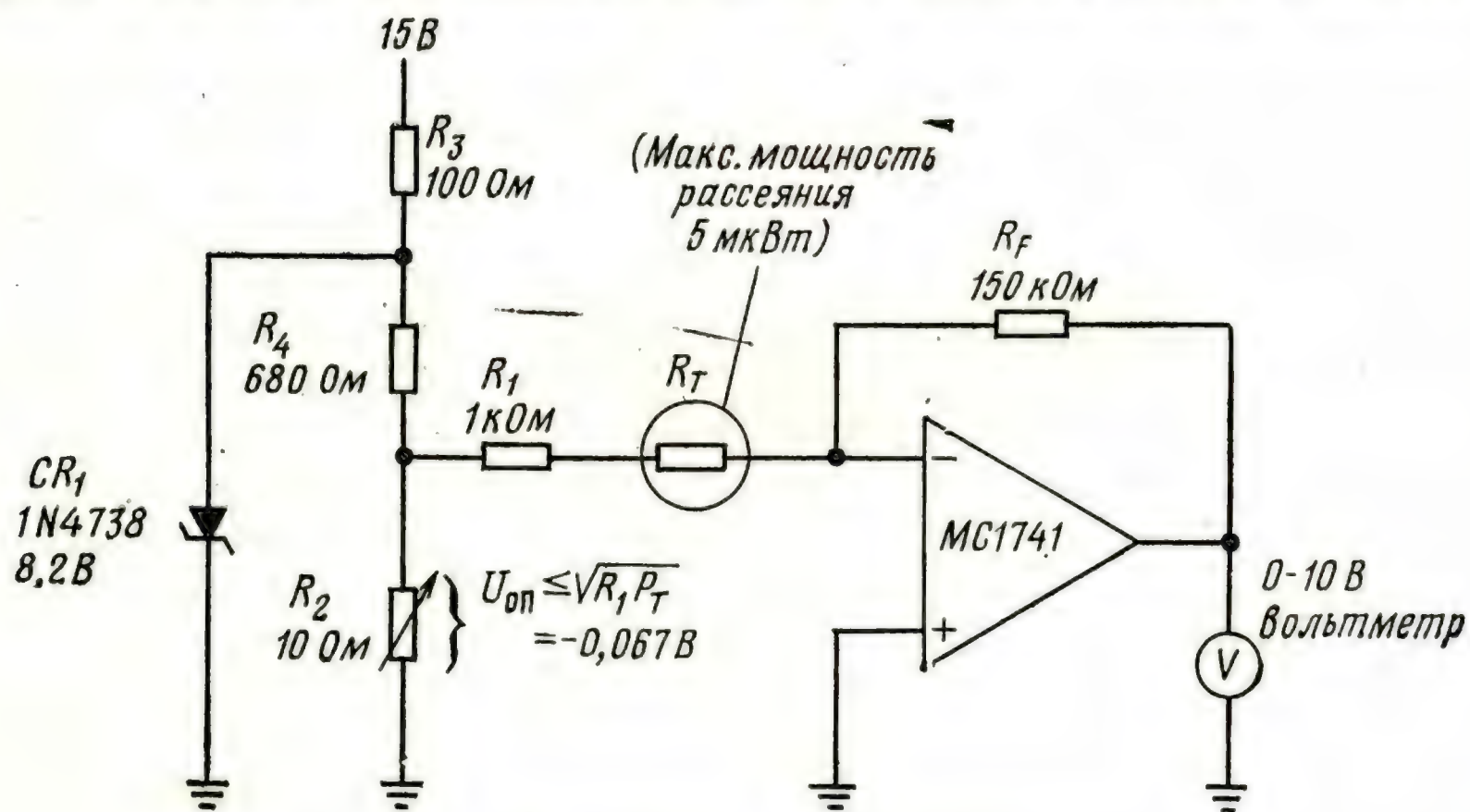


Рис. 9.20. Датчик температуры на интегральном ОУ.

Вольтметр отградуирован в градусах температуры; R_T — сопротивление термистора; P_T — паспортная мощность термистора; $R_1 = R_T$ на центральной точке температурного интервала.

турного датчика. Температурные датчики на основе термисторов наиболее популярны, поскольку они довольно дешевы и

легко настраиваются. Однако термисторы представляют собой нелинейный элемент и могут создавать только очень малые выходные сигналы (как правило, несколько микроватт).

Приведенная на рис. 9.20 схема позволяет преодолеть эти ограничения. Выходное напряжение относительно линейно в интервале рабочих температур ОУ. Выходное напряжение наиболее линейно на той температуре, где сопротивления термистора и резистора R_1 равны. Следовательно, номинал резистора R_1 должен быть равен R_T (сопротивлению термистора) в центральной точке требуемого температурного диапазона.

Опорное напряжение $U_{оп}$ получается с помощью стабилизатора CR_1 и делителя напряжения. Как следует из приведенных уравнений, верхний предел определяется значением номинальной мощности термистора (P_T). Для указанных на рис. 9.20 номиналов элементов значение резистора R_2 устанавливается таким, чтобы $U_{оп}$ составляло 0,067 В. В этих условиях максимальная рассеиваемая термистором мощность составляет приблизительно 2,5 мкВт, что меньше его паспортного значения 5 мкВт.

9.17. Угловые генераторы на ОУ

На рис. 9.21 показано включение двух ОУ в качестве углового генератора. Из приведенных уравнений следует, что выходное напряжение ОУ 1 пропорционально синусу, а ОУ 2 — соответственно косинусу входного фазового угла. Сами ОУ соединены наподобие Т-образного трансформатора Скотта в трехпроводной синхронной линии.

Когда все резисторы имеют одинаковый номинал, выходное напряжение ОУ 2 равно удвоенному входному напряжению, умноженному на косинус фазового угла. Например, если фазовый угол составляет 33° , а входное напряжение (между линиями, трехфазный вход) равно 1 В, то выходное напряжение ОУ 1 составит $2 \times 1 = 2$; $2 \times 0,8387 (\cos 33^\circ) = 1,6774$ В.

При тех же самых условиях (фазовый угол 33° , входное напряжение 1 В) выходное напряжение ОУ 2 составляет $1,732 \times 0,5446 (\sin 33^\circ) \approx 0,94$ В.

Точность функционирования приведенной на рис. 9.21 схемы зависит от согласования самих ОУ, а также и от согласования резисторов. В этой схеме наиболее целесообразно использовать сдвоенный интегральный ОУ, поскольку оба его канала изготовлены на одном и том же кристалле. Однако удовлетворительные результаты можно получить и при применении двух отдельных ОУ, но с тщательно согласованными параметрами. Точность используемых резисторов должна быть 1 % (или лучше).

Приведенная на рис. 9.21 схема работает наиболее эффективно при трехфазных напряжениях порядка 1 В или в

пределах 1 В (такие как в сервосистемах аналоговых вычислительных машин) и когда необходимо получить выходные отсчеты в диапазоне от 5 до 10 В (типичное значение цифровых логических систем).

При этом показанная на рис. 9.21 схема имеет некоторые преимущества относительно прямого измерения фазовых

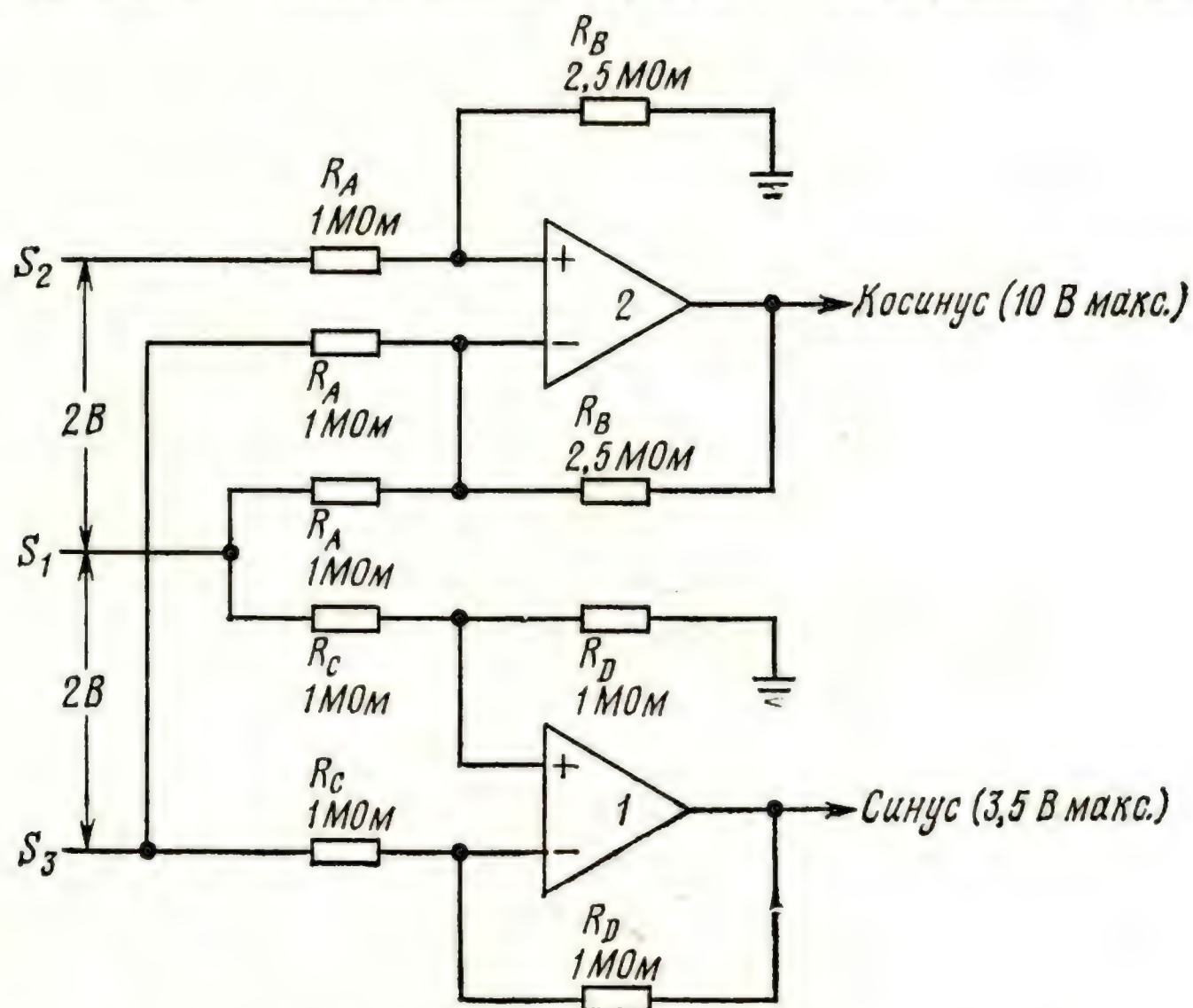


Рис. 9.21. Угловой генератор на интегральном ОУ.

$OY2 = 2 (R_B/R_A) U_{\text{макс}} \times \text{косинус фазового угла}$; $OY1 = 1,732 (R_D/R_C) U_{\text{макс}} \times \text{синус фазового угла}$; $U_{\text{макс}}$ — максимальное напряжение между линиями.

углов с помощью измерительного прибора. Первое, ОУ создают гораздо меньшую по сравнению с измерительным прибором нагрузку (что более важно для низковольтных систем, чем для трехфазных систем с напряжением в диапазоне 120 В). Второе, работа этой схемы не зависит от частоты сигнала. Большинство же измеряющих фазовые углы приборов предназначено только для одной частоты. Третье, выходной сигнал может быть «взвешенным» или «промасштабированным». Например, в некоторых конструкциях может потребоваться домножить выходной синусоидальный сигнал на 5, а косинусоидальный сигнал на 10 или наоборот. Этого можно достичь, установив различные коэффициенты усиления отдельных ОУ (различные отношения R_B/R_A и R_D/R_C).

Как обычно, номиналы входных резисторов R_A и R_D выбираются исходя из входного тока смещения и падения напряжения. Одинаковый номинал следует использовать для всех входных резисторов. Создаваемое входным током смещения падение напряжения на входных резисторах должно

составлять 10 % (или меньше) входного линейного напряжения. Номиналы резисторов R_B и R_C выбираются исходя из требуемых коэффициентов усиления для отдельных выходов. Номиналы обоих резисторов R_B , так же как и резисторов R_D , должны быть одинаковыми. Однако номиналы резисторов R_B и R_D не обязательно равны друг другу.

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.21 схемы выбираются такими, чтобы она обеспечивала выходные сигналы для трехфазной системы (S_1, S_2, S_3) при максимальном линейном напряжении 2 В, входном токе смещения ОУ 200 нА; при этом синусоидальный выходной сигнал не должен превышать 3,5 В, а косинусоидальный выходной сигнал — 10 В.

При входном напряжении 2 В с трехфазной линии и входном токе смещения, равном 200 нА, номинал каждого резистора R_A и R_C должен составлять 1 МОм ($2 \text{ В} \times 0,1 = 0,2 \text{ В}$; $0,2 \text{ В} / 200 \text{ нА} = 1 \text{ МОм}$). Поскольку синусоидальный выходной сигнал не должен превышать 3,5 В, то ОУ 1 работает без усиления. Таким образом, оба резистора R_D могут быть равны 1 МОм. При отсутствии усиления выходной сигнал ОУ 1 изменяется от 0 В при фазовом угле 0° до приблизительно 3,464 В при фазовом угле 90° .

Поскольку косинусоидальный выходной сигнал не должен превышать 10 В, найдем максимальное выходное напряжение ОУ 2 при отсутствии усиления (4 В или удвоенный входной сигнал в этом случае), затем поделим на него максимальный выходной сигнал. Следовательно, ОУ 2 должен обеспечивать коэффициент усиления 2,5 и номиналы обоих резисторов R_B при этом будут равны 2,5 МОм ($1 \text{ МОм} \times 2,5 = 2,5 \text{ МОм}$). Для создания косинусоидального выходного сигнала 10 В напряжения U_+ и U_- источника питания ОУ 2 должны быть по крайней мере 10 В (на практике 11 или 12 В). Для ОУ 2 можно использовать и меньшее значение. Однако лучшее согласование и, следовательно, более реальная схема получаются в том случае, если оба ОУ имеют одинаковые напряжения питания U_+ и U_- .

9.18. Амплитудные детекторы на ОУ

На рис. 9.22 показано использование ОУ в качестве основного активного элемента в системе амплитудного детектора. В тех случаях, когда требуется обеспечить точность амплитудного детектирования, этим требованиям не отвечает обычная схема детектора на диоде и конденсаторе, так как меняется прямое падение напряжения на диоде (вследствие колебаний зарядного тока и температуры). Было бы идеально, если прямым падением напряжения на диоде можно было пренебречь; при этом амплитудное значение представляло бы собой абсолютное максимальное значение входного сигнала, а не уменьшенное падение напряжения на диоде (типовое

значение для кремниевых диодов составляет от 0,5 до 0,7 В). Этого можно добиться с помощью ОУ.

В качестве детектирующего диода в показанной на рис. 9.22 схеме используется переход база — коллектор транзистора. Этот транзистор (действующий как диод) входит в петлю обратной связи (между выходом ОУ и выходом схемы). При этом эффективное прямое падение напряжение на диоде уменьшается в число раз, равное коэффициенту усиления по петле

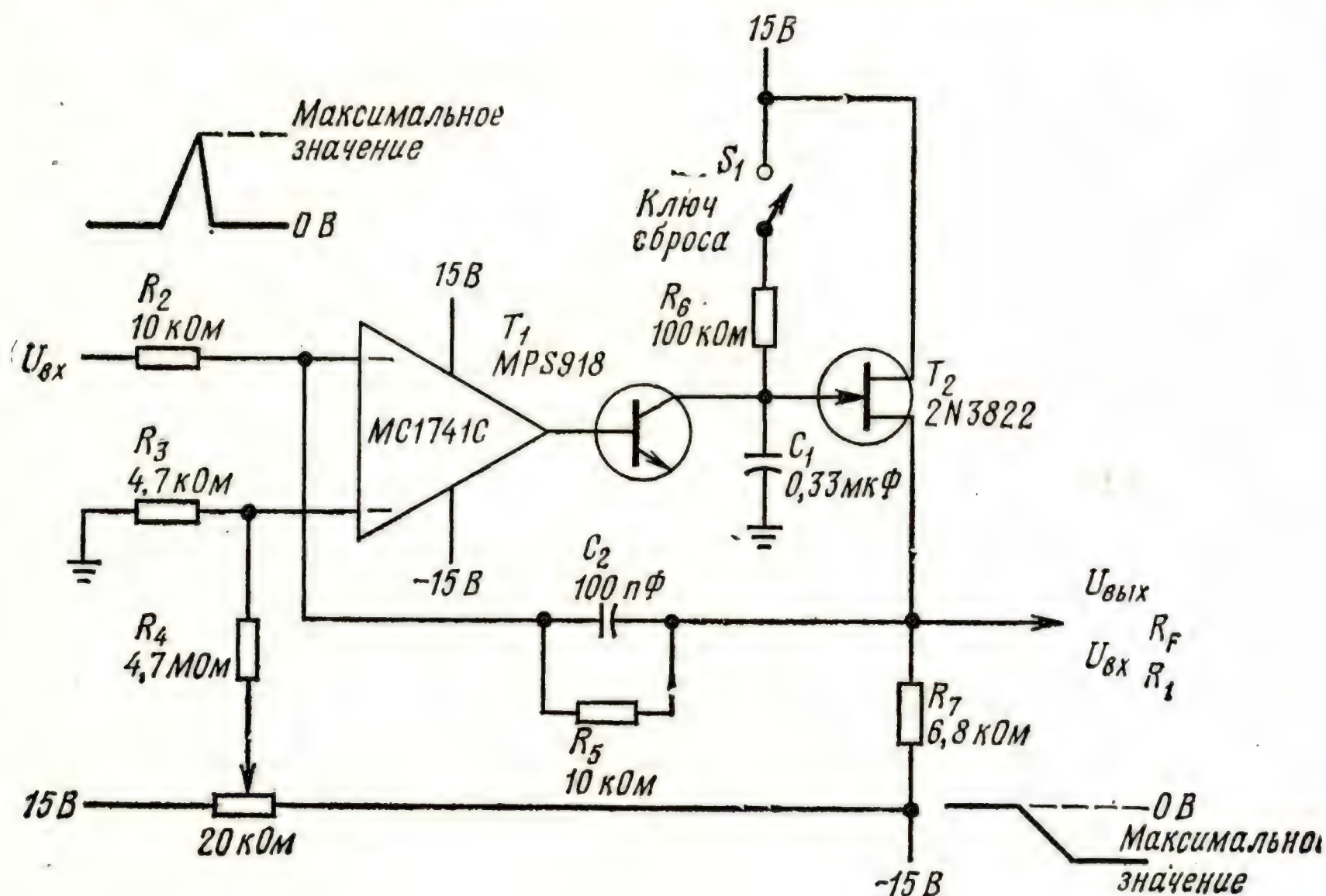


Рис. 9.22. Амплитудный детектор на интегральном ОУ.

(отношению коэффициентов усиления при разомкнутой и замкнутой петле обратной связи). Например, предположим, что падение напряжения на переходе база — эмиттер составляет 0,5 В, коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей обратной связи равен 1000, а при замкнутой петле 1 (единичный). В этом случае коэффициент усиления по петле равен 1000, а эффективное прямое падение напряжения составит 0,0005 В. В схеме можно использовать любой транзистор при условии, что его ток утечки мал (предпочтительно 10 нА или меньше при напряжении +15 В на коллекторе).

Время запоминания изображенной на рис. 9.22 схемы зависит от тока утечки диода (транзистора) и полевого транзистора, а также и от номинала конденсатора C_1 . Большшему номиналу конденсатора C_1 соответствует и большее время хранения. Следует отметить, что номиналы элементов этой схемы (рис. 9.22) выбраны для типового ОУ с напряжениями источника питания U_+ и U_- , равными 15 В. Эти номиналы можно

использовать как отправную точку при расчете схемы. Для нормального функционирования схемы необходимо установить нулевое напряжение смещения на ее выходе (нулевой выходной сигнал при отсутствии сигнала на входе) при замкнутом ключе сброса с помощью регулировки потенциометра смещения R_1 .

9.19. Схемы мультиплексоров на ОУ

На рис. 9.23 показано включение ОУ в качестве активных элементов двухканальной схемы мультиплексора. Назначение

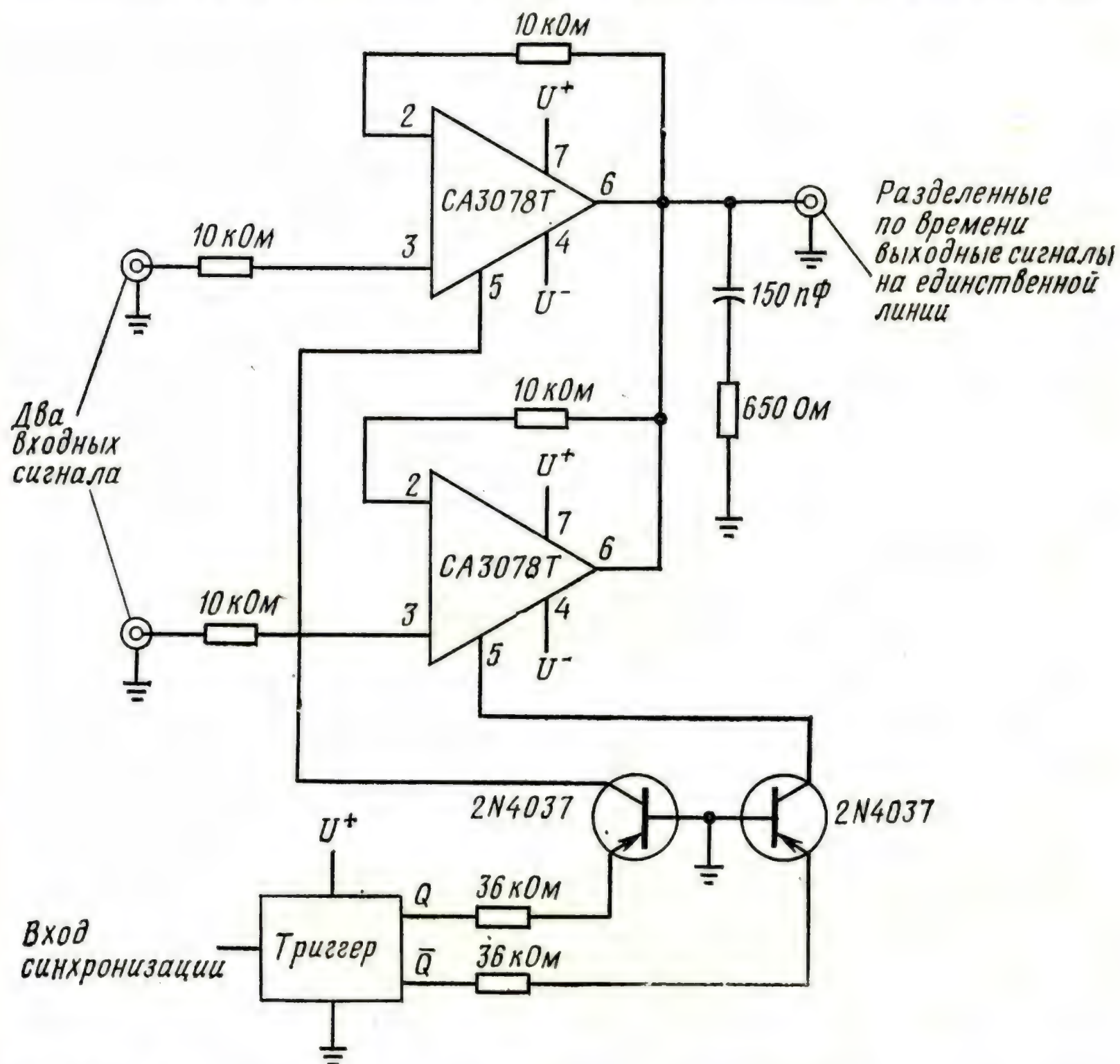


Рис. 9.23. Использование двух ОУ в качестве активных элементов двухканального мультиплексора.

Типовые значения: $U^+ = 5\text{В}$, $U^- = -5\text{В}$.

такой схемы состоит в объединении двух или более сигналов (на единственную магистраль) с помощью разделения их по времени. В изображенной на рис. 9.23 схеме два сигнала подаются на неинвертирующие входные зажимы ОУ. Выходной сигнал появляется на включенных параллельно выходах ОУ. Каждый из ОУ включается и выключается попеременно

с помощью управляющих импульсов, поступающих с триггерной схемы или другого источника импульсных сигналов.

Следует отметить, что в приведенной на рис. 9.23 схеме нельзя использовать обычные ОУ. Вместо них необходимо применять ОУ с внешним переменным смещением типа СА3078Т фирмы RCA. Такие ОУ с переменным смещением аналогичны обычным ОУ, за исключением того, что резервной мощностью и рабочей точкой такого ОУ можно управлять с помощью внешнего напряжения смещения. Импульсные сигналы с триггерной схемы усиливаются с помощью двух транзисторов, включенных как усилители с заземленной базой (общей базой). Усиленные сигналы синхронизации поступают на вывод 5 внешнего смещения ОУ. Когда один из этих импульсов положителен, другой отрицателен. Таким образом, на противоположных циклах этих импульсов сами ОУ либо полностью включены, либо полностью выключены. При этом ОУ 1 включен и его входной сигнал проходит на выход, когда ОУ 2 выключен и наоборот.

Следует отметить, что сами ОУ включены как усилители с единичным коэффициентом передачи. Следовательно, выходной сигнал имеет по существу такой же уровень, что и входной сигнал. При необходимости с помощью увеличения номиналов резисторов обратной связи относительно входных резисторов можно от этой схемы получить усиление. Размах максимального выходного напряжения схемы ограничен значениями напряжений U_+ и U_- . Включенные на выходе схемы конденсатор и резистор предназначены для подавления переходных напряжений, которые возникают в ОУ в результате их переключения.

9.20. Генераторы линейных ступенчатых и пилообразных сигналов на ОУ

Операционные усилители можно использовать в качестве активных элементов в схемах генераторов линейных пилообразных и ступенчатых сигналов. Из этих двух схем наиболее пригодна ступенчатая схема (на основе ОУ), поскольку существуют многочисленные разновидности других схем, которые обеспечивают формирование линейного пилообразного напряжения (в которых не требуется использование ОУ). Однако расчеты генераторов линейного ступенчатого и пилообразного сигналов на ОУ почти идентичны, и поэтому будут рассмотрены оба типа этих схем.

На рис. 9.24 приведена схема генератора линейного пилообразного сигнала, в которой заземлен неинвертирующий вход ОУ, а выходной сигнал поступает на инвертирующий входной зажим через ключ S_1 . При замкнутом ключе S_1 ОУ включен как схема с единичным коэффициентом передачи, выход которой заземлен (меньше любого входного напряжения смеще-

ния). При разомкнутом ключе S_1 выходное напряжение нарастает в положительном или отрицательном направлении, если используется соответственно отрицательное или положительное опорное напряжение $U_{оп}$.

Поскольку выходной сигнал при замкнутой петле обратной связи (обратная связь через конденсатор C) старается поддерживать нулевое напряжение на входных контактах, то ток заряда конденсатора C сохраняется постоянным и имеет скорость $dU/dt = I/C$, где dU/dt — приращение линейного напряжения за определенный промежуток времени (например,

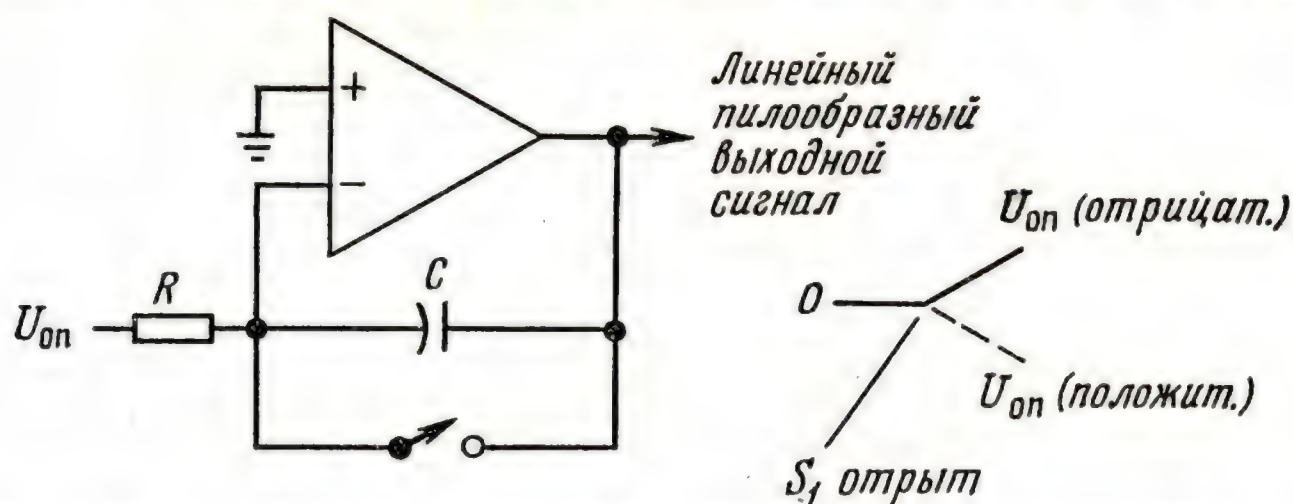


Рис. 9.24. Генератор линейного пилообразного сигнала на ОУ.
 $dU/dt = I/C$; $I = U_{оп}/R$.

приращение в 1 В за каждую секунду после размыкания ключа), C — емкость конденсатора (если C выражена в микрофарадах, а I — в амперах, то dU/dt имеет размерность вольт на микросекунду) и $I = U_{оп}/R$ (если $U_{оп}$ выражено в вольтах, а R — в омах).

Предположим например, что $U_{оп} = +10$ В, $R = 100$ Ом и $C = 1$ мкФ. В этом случае $I = 0,1$ А ($+10$ В/100 Ом) и линейное напряжение спадает со скоростью 1 В/0,1 мкс (0,1 А/мкФ). (Линейное напряжение спадает, поскольку задано положительное значение опорного напряжения $U_{оп}$.)

Следует отметить, что уравнения расчета генератора линейного пилообразного сигнала обеспечивают приемлемую точность только тогда, когда ток заряда значительно больше входного тока смещения ОУ. Рекомендуется использовать ток заряда, который по крайней мере в 100 раз превышает входной ток смещения. Если же ток смещения сравним с током заряда, то он будет сдвигать ток заряда (добавляться к нему или вычитаться). Это в свою очередь приводит к нелинейности пилообразного сигнала, в частности на его начальном и конечном участках. В любом случае уравнение для вычисления dU/dt не обеспечивает достаточную точность.

Максимально допустимое весовое значение, или амплитуда линейного пилообразного сигнала, зависит от напряжения источника питания ОУ. При этом U_+ и U_- определяют соответственно положительное и отрицательное максимально возможные напряжения пилообразного напряжения. При заданном

значении dU/dt (устанавливается $U_{оп}$, R и C) реальная амплитуда пилообразного напряжения определяется временем разомкнутого состояния ключа S_1 . Например, если dU/dt составляет 1 В/мкс, а ключ S_1 разомкнут в течение 10 мкс, то пилообразное напряжение может увеличиваться от нуля до 10 В при условии, что напряжение источника питания

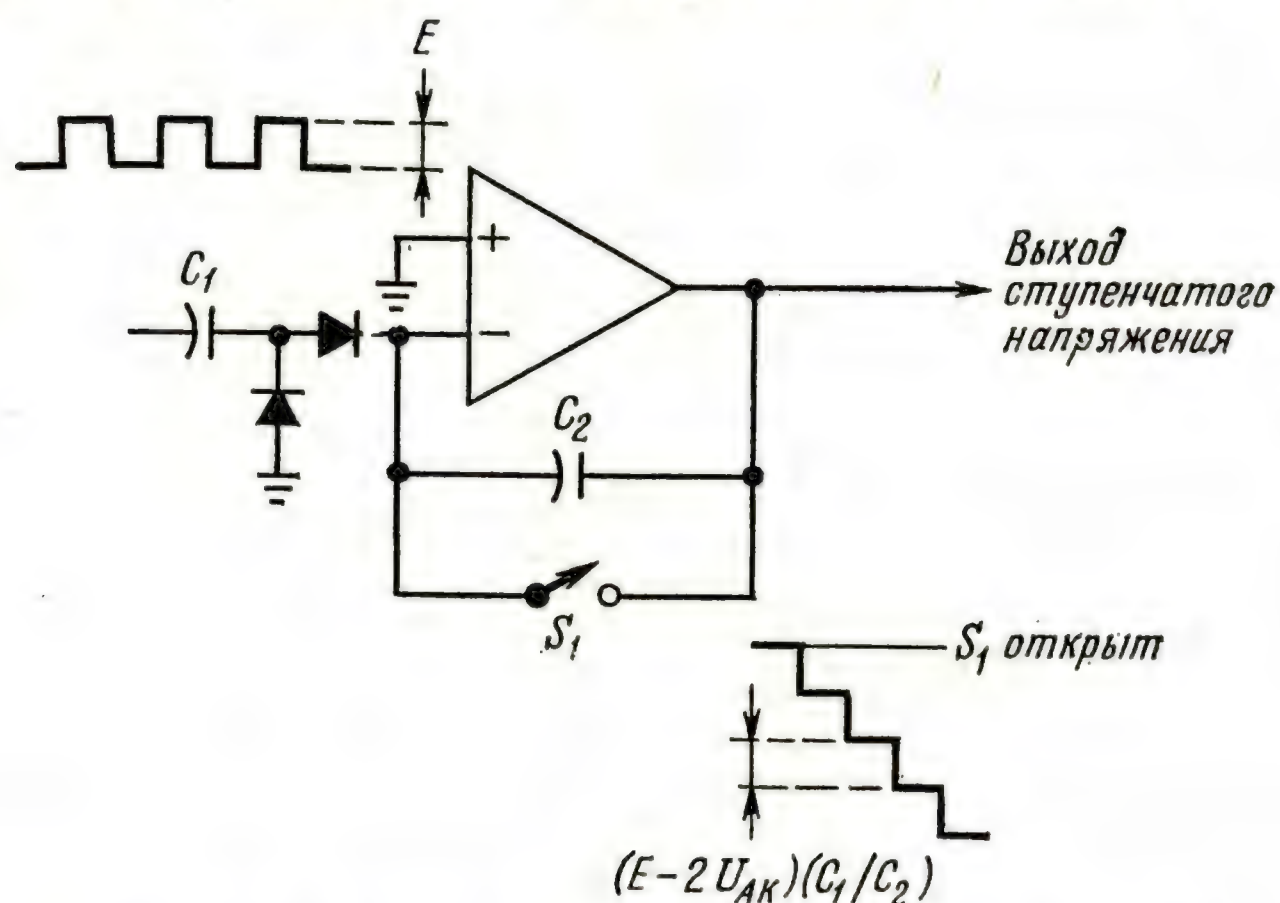


Рис. 9.25. Генератор ступенчатого сигнала на ОУ.

равно 10 В или больше. В практических конструкциях максимальная амплитуда пилообразного сигнала несколько меньше напряжения источника питания.

На рис. 9.25 приведена схема включения ОУ в качестве основного активного элемента генератора линейного ступенчатого сигнала. Следует отметить, что схема аналогична генератору пилообразного сигнала, за исключением входной цепи. В изображенной на рис. 9.25 схеме заряжающее сопротивление R заменено на два диода и конденсатор C_1 . Аналогичным образом фиксированное напряжение $U_{оп}$ заменено импульсным. В этой схеме (рис. 9.25) импульс амплитуды E доставляет заряд Q на вход ОУ. Заряд $Q = C_1(E - 2U_{AK})$, где $2U_{AK}$ представляет собой прямое падение напряжения на двух диодах. Как правило, это напряжение $(2U_{AK})$ приблизительно равно 1 В, поскольку падение напряжения на каждом диоде составляет около 0,5 В.

При разомкнутом ключе S_1 конденсатор C_2 заряжается (каждым импульсом) шагами, равными $(E - 2U_{AK})(C_1/C_2)$. Например, предположим, что амплитуда импульсов равна 11 В, $C_1 = 500$ пФ и $C_2 = 1$ мкФ. В этом случае каждый шаг составляет приблизительно 5 мВ, т. е. $(11 - 1)(0,0005/1) = 0,005$ В = 5 мВ.

Следует отметить, что приведенные расчетные уравнения генератора линейного ступенчатого сигнала обеспечивают до-

статочную точность, если только ток заряда значительно превосходит входной ток смещения. Таким образом, в схемах генераторов ступенчатых сигналов рекомендуется использовать ОУ с минимальным входным током смещения. Еще более важно то, чтобы амплитуда импульсов была гораздо больше, чем колебания напряжение/температура самих диодов. Если же колебания напряжения диода сравнимы с напряжениями

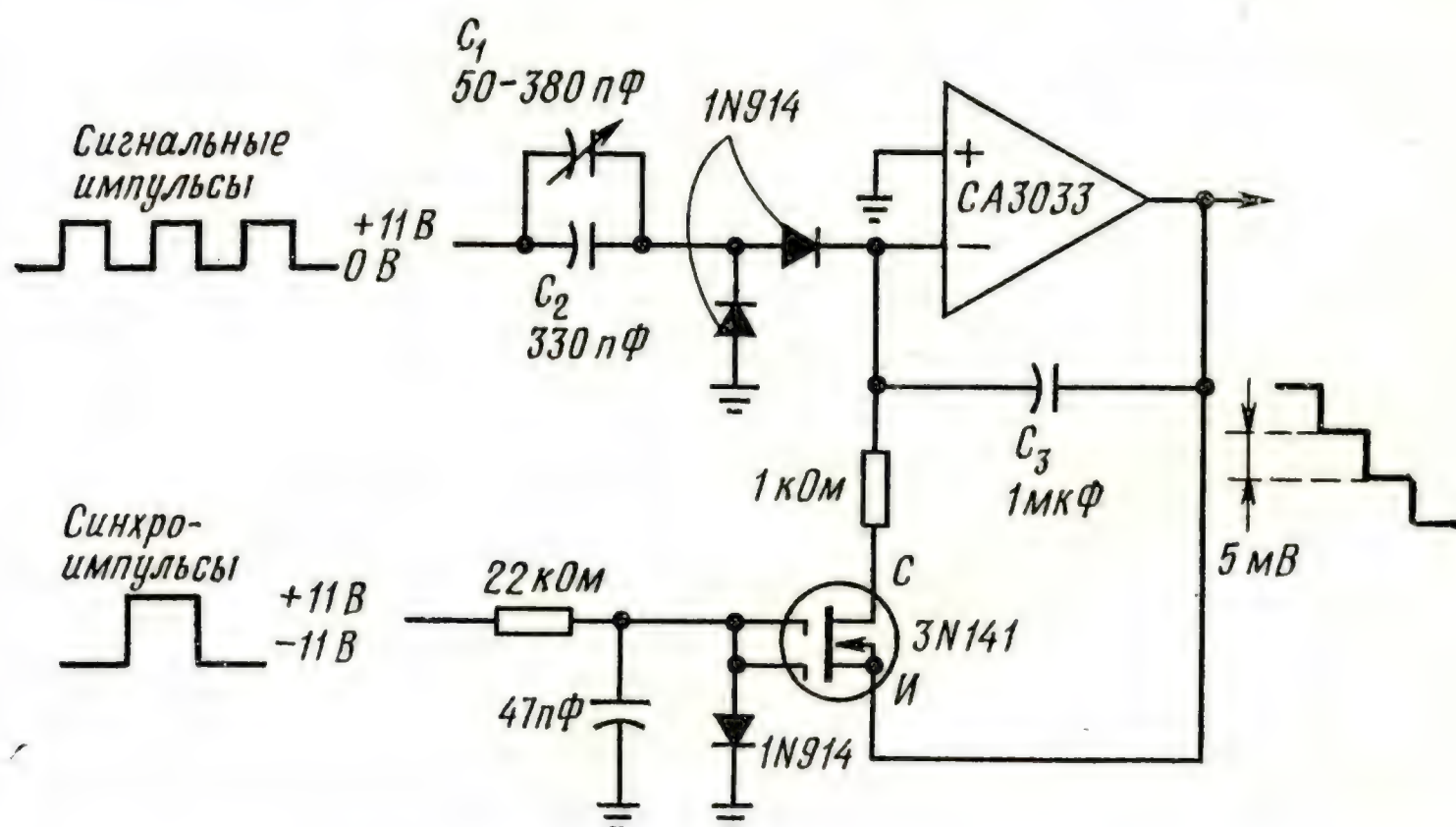


Рис. 9.26. Схема генератора ступенчатого сигнала, управляемая электронным ключом на полевом транзисторе.

заряжающих импульсов, то колебания напряжение/температура добавятся (или вычтутся) к амплитуде импульсов, что приведет к неравномерным шагам ступенек.

Максимально допустимое весовое значение ступенчатого сигнала определяется напряжениями источника питания ОУ. Реальное же его значение задается временем разомкнутого состояния ключа S_1 (полагая бесконечным число импульсов и ступенек).

В реальных схемах генераторов пилообразных и ступенчатых сигналов используются электронные ключи. На рис. 9.26 приведена схема ступенчатого генератора, управляемая ключом на полевом транзисторе. Эта схема представляет собой часть цифрового вольтметра. Синхроимпульсы поступают на затворы полевого транзистора и управляют работой схемы. При появлении синхроимпульса сопротивление сток — исток полевого транзистора становится равным нулю, и конденсатор C_3 закорачивается или замыкается. Когда же синхроимпульс отсутствует, сопротивление сток — исток составляет порядка нескольких сотен мегаом, удаляя «закоротку» с конденсатора C_3 . При наличии конденсатора C_3 в цепи обратной связи генератор ступенчатого напряжения вырабатывает ступеньки напряжения в соответствии с каждым импульсом

сигнала, прикладываемым к конденсаторам C_1 и C_2 . Этот генератор продолжает вырабатывать ступенчатое напряжение до тех пор, пока конденсатор C_3 снова не будет закорочен с помощью ключа на полевом транзисторе при подаче «выключающего» синхроимпульса.

Следует отметить, что конденсатор C_1 сделан переменной емкости, для того чтобы в выходном ступенчатом сигнале можно было точно установить напряжение ступеньки (5 мВ). Сигнальные импульсы на входе схемы имеют фиксированное напряжение ≈ 11 В. Вследствие падения напряжения на диодах D_1 и D_2 оно уменьшается приблизительно до 10 В. Теоретически при соответствующей регулировке конденсатора C_1 емкость параллельного соединения конденсаторов C_1 и C_2 можно сделать равной 500 пФ; при этом отношение входной и выходной емкостей составит 0,0005:1, и входному напряжению 10 В соответствует напряжение ступеньки на выходе 5 мВ. Однако поскольку диоды не всегда имеют одинаковое падение напряжения, а также входной ток смещения ОУ не всегда имеет одно и то же значение (вследствие колебаний температуры и т. д.), то емкость конденсаторов C_1 - C_2 не всегда точно равна 500 пФ. Поэтому наиболее просто провести подстройку конденсатора C_1 до тех пор, пока амплитуда ступенек на выходе не станет точно равна 5 мВ.

СХЕМЫ НА УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ
ИСТОЧНИКАХ ТОКА

В этой главе рассматриваются схемы на источниках тока, управляемых напряжением (ИТУН). По своей структуре ИТУН аналогичен описанному в гл. 9 обычному ОУ. Однако ИТУН и ОУ не всегда взаимозаменяемы. Для объяснения этого необходимо рассмотреть все отличительные характеристики ИТУН. ИТУН обладает не только обычными дифференциальными входами, что характерно и для ОУ, но имеет также дополнительный управляющий вход, на который подается *управляющий ток усилителя* (или $I_{уту}$). Этот управляющий вход позволяет существенно расширить область применения ИТУН за счет его большей универсальности¹⁾.

Характеристики идеальных ИТУН и ОУ идентичны, за исключением того, что ИТУН обладает крайне высоким выходным полным сопротивлением. Вследствие этого различия выходной сигнал ИТУН наилучшим образом описывается по току, который пропорционален разнице напряжений двух его входов (инвертирующего и неинвертирующего). Таким образом, передаточная характеристика (или соотношение между входным и выходным сигналами) выражается наилучшим образом через *крутизну*, а не через коэффициент усиления. Крутизна g_m представляет собой соотношение между приращением выходного тока $I_{вых}$ при заданном приращении входного напряжения $E_{вх}$. За исключением высокого выходного полного сопротивления и задания соотношения между входным и выходным сигналами, другие характеристики типовых ИТУН и ОУ аналогичны.

В этой главе описывается функционирование ИТУН и отличительные особенности схем на его основе. Будет показано, что ИТУН можно использовать в более широком классе схемных структур, чем позволяют обычные ОУ. Это происходит вследствие того, что разработчик может сам выбрать оптимальные условия функционирования схемы для каждого конкретного случая с помощью изменения режима смещения ($I_{уту}$) ИТУН. Например, выбрав меньший управляющий ток $I_{уту}$, можно обеспечить меньшую потребляемую мощность, меньшее смещение и меньшую разность входных токов или

¹⁾ Подробнее об ИТУН см. Дж. Ленк. Руководство для пользователей операционных усилителей. — М.: Связь, 1978. — Прим. ред.

высокое входное полное сопротивление. С другой стороны, если требуется обеспечить функционирование при средних значениях полного сопротивления нагрузки, то используются более высокие уровни тока $I_{уту}$.

10.1. Основные схемы ИТУН

На рис. 10.1 изображена упрощенная структурная схема ИТУН. Выходной сигнал представляет собой «ток», который пропорционален крутизне ИТУН, определяемой током $I_{уту}$ и дифференциальным входным напряжением. В зависимости

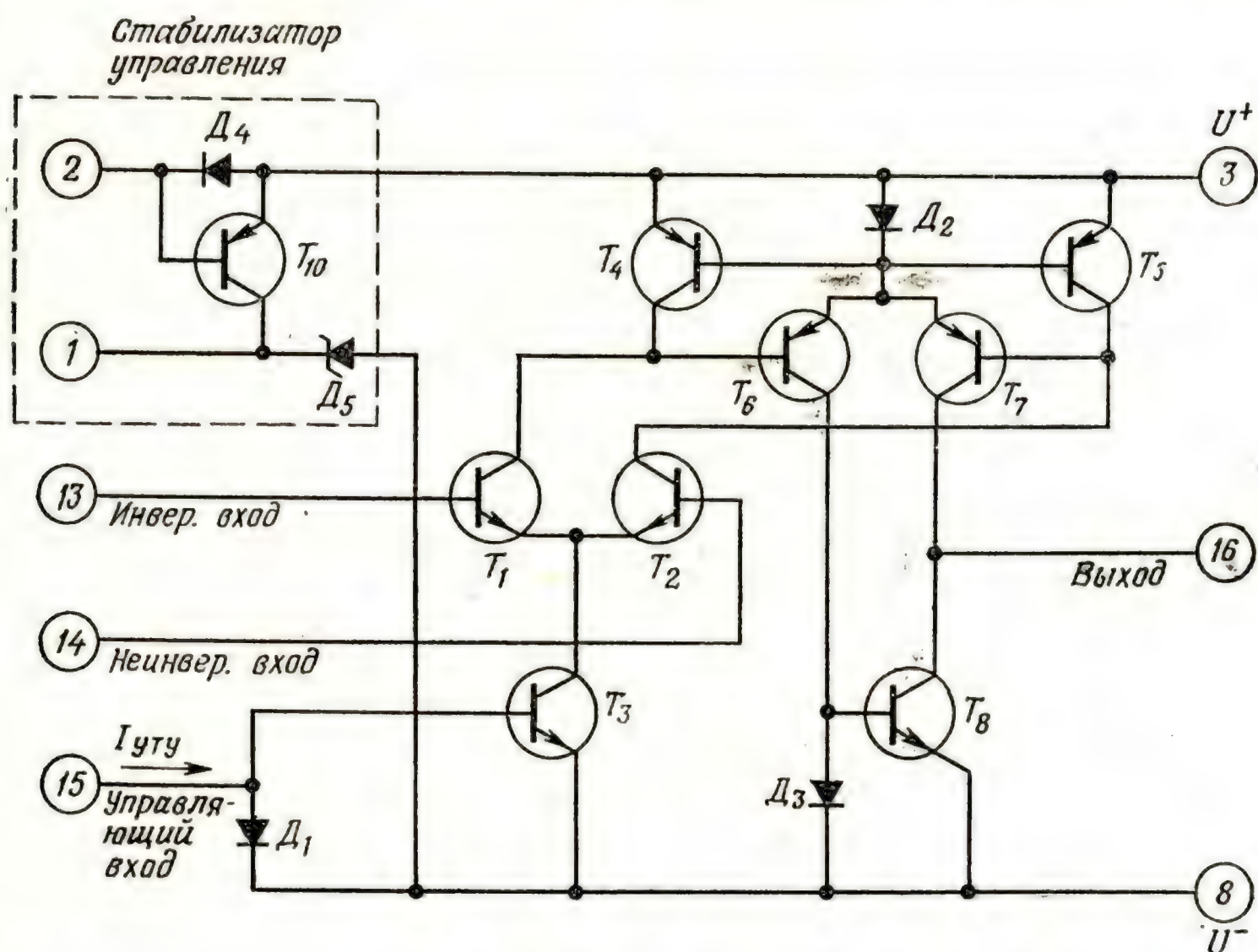


Рис. 10.1. Упрощенная схема ИТУН со стабилизатором управления.

от полярности прикладываемого входного сигнала ИТУН может или отдавать, или отбирать ток на выходе. Приведенная на рис. 10.1 схема характерна для ИТУН фирмы RCA (обозначаемого CA3060), реализуемого в интегральном виде. Во все ИТУН серии CA3060 введена единственная система стабилизации управления (D_4, D_5, T_{10}), что позволяет осуществить стабилизацию тока ниже напряжений источника питания, обычно предназначенных для таких систем.

10.1.1. Терминология

Следующая терминология используется для всех типов схем на ИТУН, которая была впервые применена для интегральных приборов ИТУН, разработанных фирмой RCA.

Управляющий ток усилителя ($I_{уту}$). Этот ток, поступающий на управляющий вывод усилителя, задает рабочую точку (аналогичен току $I_{уту}$ базы транзистора T_3 показанной на рис. 10.1 схемы).

Ток питания усилителя (I_y). Это ток, отбираемый усилителем от положительного источника питания. Общий ток источника питания (который состоит из суммы следующих токов: тока питания усилителя, управляющего тока усилителя и тока стабилизатора управления) не следует путать с током питания усилителя.

Ток стабилизатора управления. Это ток, протекающий через схему стабилизатора на кремниевом стабилитроне (через вывод 2 показанной на рис. 10.1 схемы), устанавливается с помощью внешнего источника питания, который и задает рабочие характеристики этого стабилизатора управления.

Управляющее напряжение усилителя ($U_{уну}$). Это напряжение, присутствующее между выводами управления усилителя и отрицательного напряжения источника питания (в показанной на рис. 10.1 схеме между выводом $I_{уту}$ и выводом 8).

Амплитуда выходного тока ($I_{вых. макс}$). Это максимальный ток, который отбирается от короткозамкнутой цепи на выходе усилителя, (положительный $I_{вых}$) или выдается в короткозамкнутую нагрузочную цепь (отрицательный ток $I_{вых}$). Полный размах выходного тока в два раза выше амплитуды выходного тока ($I_{вых. макс}$).

Амплитуда выходного напряжения ($U_{вых. макс}$). — максимальное значение положительного напряжения ($U_{вых. макс}^+$) или максимальное значение отрицательного напряжения ($U_{вых. макс}^-$) при заданных напряжении питания и управляющем токе усилителя.

Потребляемая мощность (P). Эта мощность представляет собой произведение напряжения источника питания и тока или $(U^+ \text{ плюс } U^-) \times I_y$. Однако это не полная мощность, потребляемая работающей схемой. Для получения суммарной потребляемой мощности к ней необходимо добавить мощность стабилизатора.

Напряжение стабилизатора на основе кремниевого стабилитрона ($U_{ст}$). Это напряжение стабилизатора (аналогично напряжению между выводами 1 и 8 в изображенной на рис. 10.1 схеме) измеряется при соответствующем токе, протекающем в стабилизаторе управления.

10.1.2. Влияние управляющего тока на характеристики ИТУН

В отличие от обычных ОУ на характеристики ИТУН можно воздействовать с помощью регулировки управляющего тока усилителя $I_{уту}$. В действительности многие характеристики ИТУН могут быть запрограммированы таким образом, чтобы удовлетворялись определенные задачи проектирования.

Далее приводится краткое изложение влияния управляющего тока на типовые ИТУН. Следует отметить, что перечисленные здесь характеристики аналогичны таким же характеристикам описанных в гл. 9 обычных ОУ.

Разность входных токов ($I_{см}$) зависит непосредственно от тока $I_{уту}$. Ток $I_{см}$ изменяется почти прямо пропорционально току $I_{уту}$. То же самое по существу верно и для входного тока (I_{IV}), тока питания усилителя (I_y), потребляемой мощности (P), крутизны (g_m) и амплитуды выходного тока ($I_{вых. макс}$).

Напряжение смещения ($U_{см}$) не изменяется резко при отклонениях тока $I_{уту}$, возможно за исключением функционирования ИТУН при высоких температурах окружающей среды. То же самое по существу верно и для амплитуды выходного напряжения ($U_{вых. макс}$), которое задается (в основном) напряжением источника питания, как и в случае обычного ОУ.

Входная и выходная емкости ($C_{вх}$ и $C_{вых}$), а также управляющее напряжение усилителя ($U_{уну}$) возрастают при увеличении тока $I_{уту}$. Однако эти характеристики изменяются не прямо пропорционально току $I_{уту}$, т. е. большим изменениям этого тока соответствует незначительное отклонение значений $C_{вх}$, $C_{вых}$ и $U_{уну}$.

Входное и выходное сопротивления ($R_{вх}$ и $R_{вых}$) уменьшаются при возрастании тока $I_{уту}$.

10.2. Основные схемы включения ИТУН

На рис. 10.2 приведена рабочая структура основной схемы включения ИТУН, где изображены также и внешние эле-

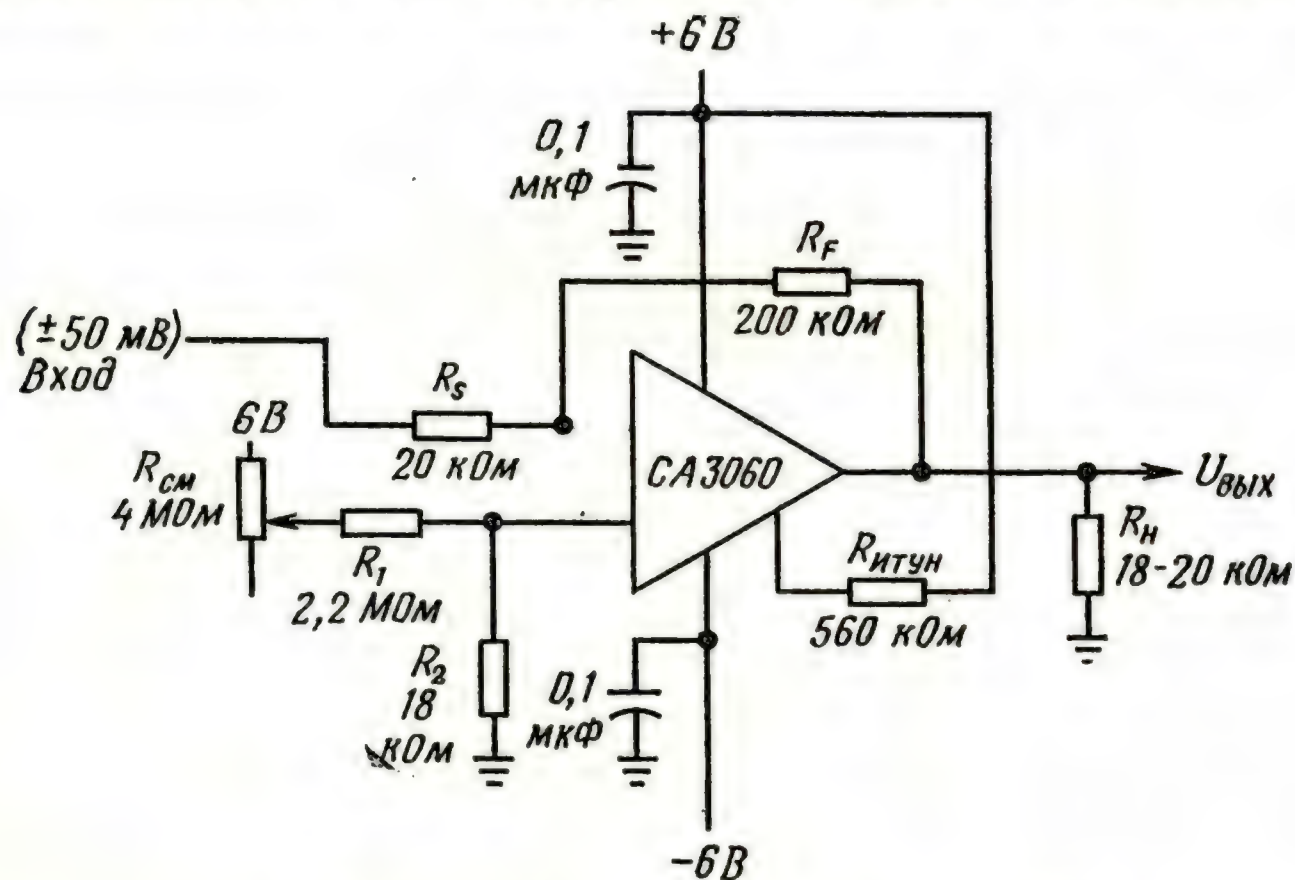


Рис. 10.2. Основная схема включения ИТУН.

менты. В следующих разделах представлен характерный пример расчета подобной схемы. Следует отметить, что в приве-

денной на рис. 10.2 схеме используется показанный на рис. 10.1 ИТУН СА3060 фирмы RCA.

10.2.1. Пример расчета схемы включения ИТУН

Предположим, что эта схема должна обеспечивать коэффициент усиления по напряжению при замкнутой петле обратной связи, равный 10 (20 дБ), напряжение смещения должно быть приведено к нулевому значению, ток потребления должен быть как можно меньше, напряжение источника питания равно ± 6 В, максимальное входное напряжение составляет ± 50 мВ, входное сопротивление и сопротивление нагрузки равны соответственно по 20 кОм.

Крутизна. Как и в случае обычного ОУ, коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи устанавливается отношением резисторов обратной связи R_F и входного R_S . При заданном номинале резистора R_S (20 кОм) и коэффициенте усиления при замкнутой петле обратной связи (10), номинал резистора R_F составит 10×20 или 200 кОм. На следующем этапе необходимо рассчитать требуемую крутизну g_m (в некоторых справочных материалах ИТУН обозначается также как g_{21}), которая и обеспечит подходящий коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи. Предположим, что коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи A_{OL} должен быть по крайней мере в 10 раз выше коэффициента усиления при замкнутой петле обратной связи. При коэффициенте усиления при замкнутой петле обратной связи равном 10, коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи должен составлять 10×10 , или 100.

Коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи A_{OL} непосредственно связан с сопротивлением нагрузки R_H и крутизной g_m . Однако реальное сопротивление нагрузки образуется параллельным соединением сопротивлений R_H и R_F или приблизительно составляет 10 кОм. При $A_{OL} = 100$ и реальном сопротивлении нагрузки (18 кОм) требуемая крутизна составит $100/18\,000$ или приблизительно 5,5 миллсименс (мСм).

Крутизна g_m устанавливается током $I_{уту}$. Исходя из приведенных в справочных материалах кривых, аналогичных показанным на рис. 10.3, выберем ток $I_{уту}$ по кривой его минимального значения с тем, чтобы гарантировать достаточный коэффициент усиления ИТУН. Как следует из рис. 10.3, при крутизне g_m , равной 5,5 мСм, требуемый ток $I_{уту}$ составляет ~ 20 мкА.

Размах выходного сигнала. Установим, что вычисленный ток $I_{уту}$ (20 мкА) должен обеспечивать требуемый размах выходного сигнала. При входном напряжении ± 50 мВ и коэффициенте усиления 10 размах выходного напряжения составляет $\pm 0,5$ В и напряжение 0,5 В выделяется на выходной

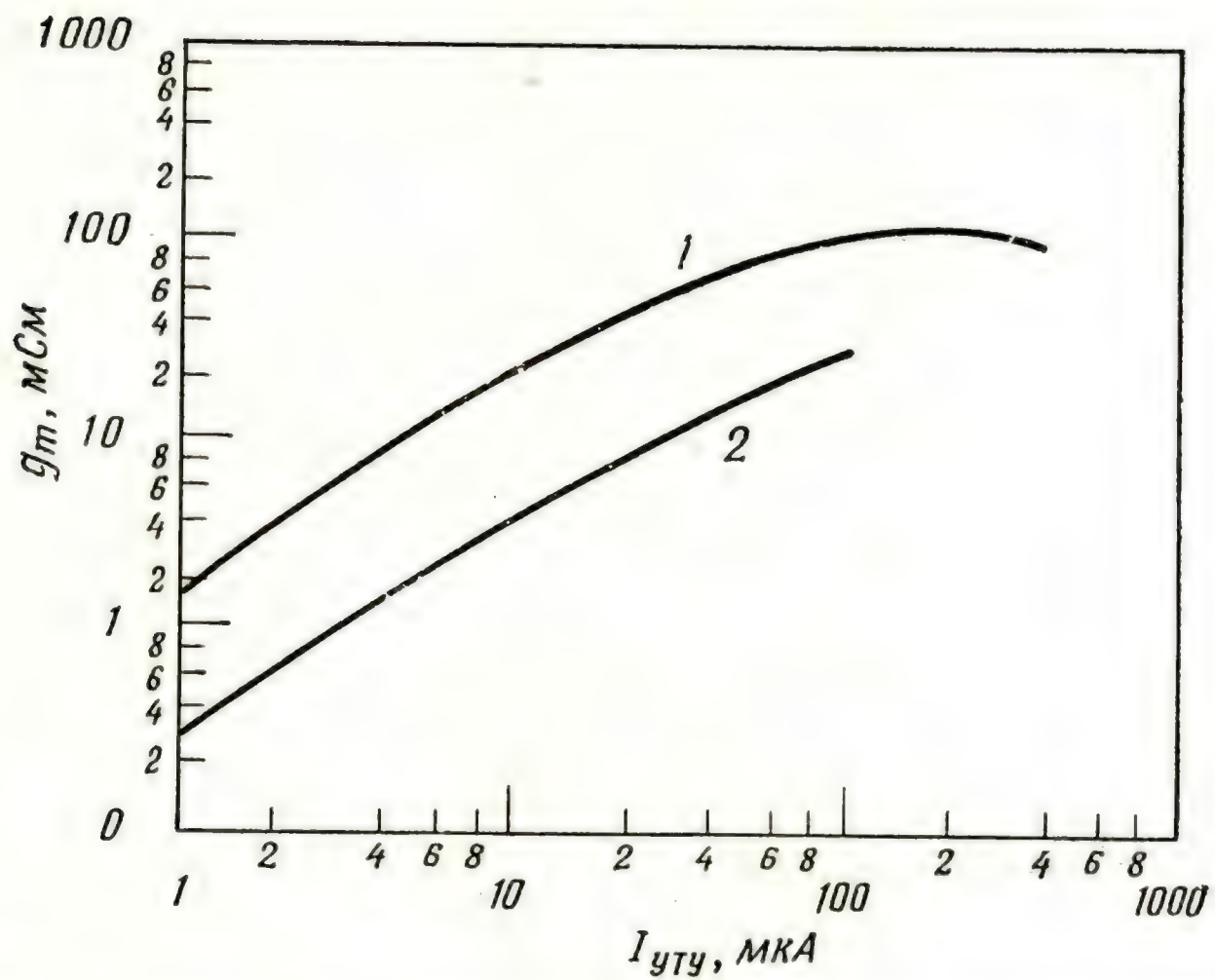


Рис. 10.3. Зависимость крутизны ИТУН от управляющего тока усилителя.
1 — типовая; 2 — минимальная.

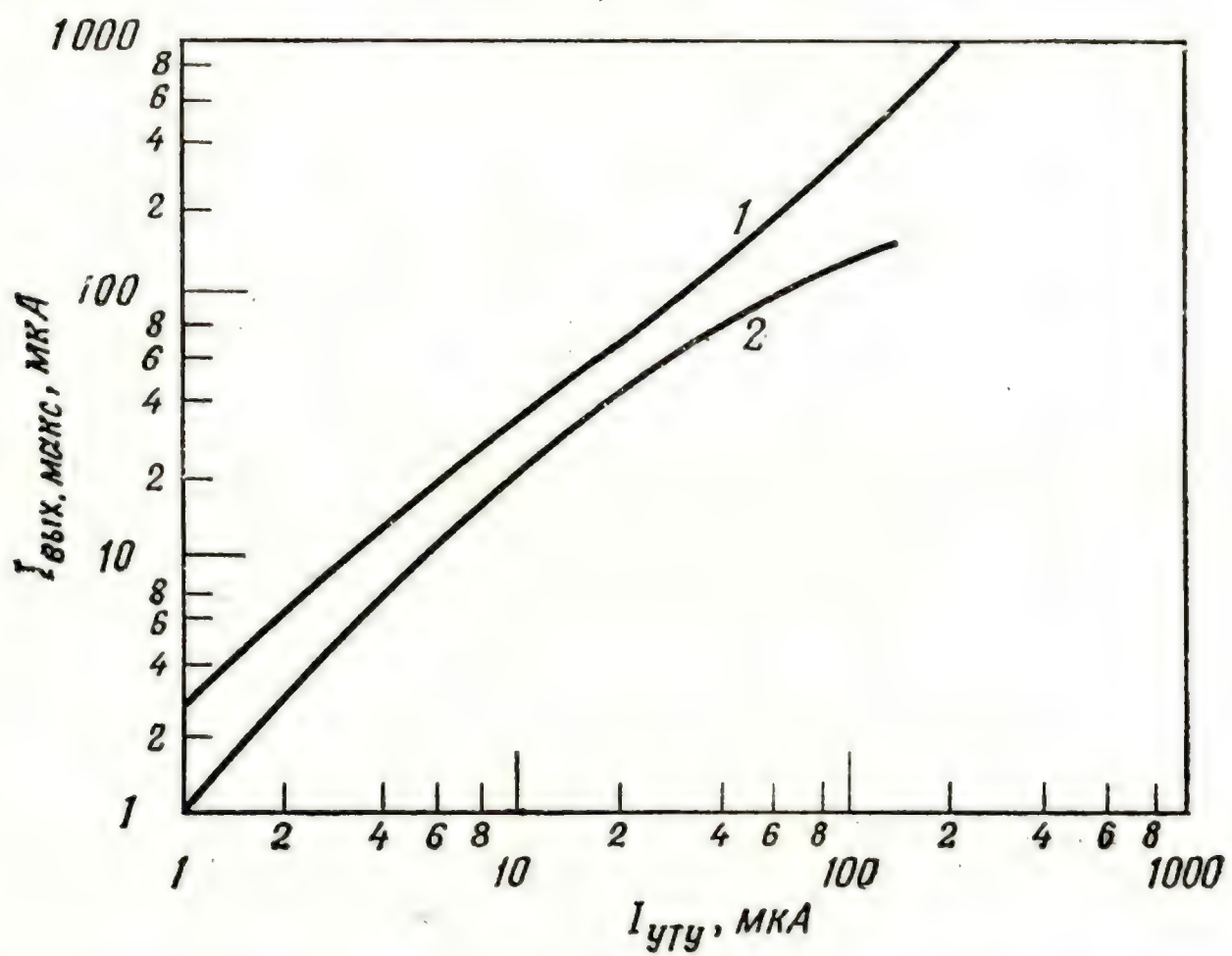


Рис. 10.4. Зависимость амплитуды выходного тока ИТУН от управляющего тока усилителя.
1 — типовая; 2 — минимальная.

нагрузке (приблизительно 18 кОм). При размахе напряжения 0,5 В и сопротивлении нагрузки 18 кОм общий выходной ток усилителя составит приблизительно 0,5 В/18 кОм или 27,7 мкА. Исходя из приведенной в справочных материалах кривой, аналогичной показанной на рис. 10.4, установим по кривой минимального значения, что току $I_{уту}$, равному 20 мкА, соответствует ток $I_{вых. макс}$, равный по крайней мере 27,7 мкА. Как следует из рис. 10.4, току $I_{уту}$, равному 20 мкА, соответствует ток $I_{вых. макс}$ приблизительно 40 мкА, что гораздо выше требуемого (27,7 мкА).

Вычисление значения сопротивления $R_{итун}$. Из рис. 10.2 следует, что сопротивление $R_{итун}$ подключается к источнику питания +6 В. В такой структуре сопротивление $R_{итун}$ и диод D_1 включены последовательно между напряжениями U^+ и U^- источника питания и к этим последовательно включенным элементам, как показано на рис. 10.1, прикладывается суммарное напряжение (12 В). Падение напряжения на диоде D_1 , которое обозначается $U_{уну}$, можно определить по приведенной на рис. 10.5 кривой, где току $I_{уту}$, равному 20 мкА, соответствует напряжение $U_{уну}$, приблизительно равное 0,63 В. Падение напряжения на сопротивлении $R_{итун}$ составляет $12 - 0,63$ В или 11,37 В. При падении напряжения 11,37 В и токе $I_{уту}$, равном 20 мкА, значение сопротивления $R_{итун}$ равно $11,37/20$ мкА, или около 568 кОм. Будем использовать наименьший ближайший стандартный номинал резистора (560 кОм), как показано на рис. 10.2, с тем чтобы гарантировать протекание минимального тока $I_{уту}$, равного 20 мкА.

Цепь входного смещения. На заключительном этапе расчета требуется определить номиналы входной регулируемой цепи смещения $R_{см}$, R_1 и R_2 (рис. 10.2). Для уменьшения нагружающего действия на источник питания этой регулируемой цепи смещения номиналы ее элементов необходимо выбирать аналогичным способом, как и в схемах на обычном ОУ. Например, номинал резистора R_2 должен быть приблизительно равен параллельному соединению резисторов R_s и R_F или ~ 18 кОм.

На рис. 10.6 показана кривая для нахождения разности входных токов в том виде, как она приводится в справочных материалах. Из этого рисунка следует, что при токе $I_{уту}$, равном 20 мкА, максимальное значение разности входных токов должно составлять 200 нА. При таком токе (200 нА) падение напряжения на резисторе R_2 равно 3,6 мВ. Полученное значение напряжения необходимо добавить к максимальному напряжению смещения, допустимому в этой схеме на ИТУН. Из справочных материалов на ИТУН типа СА3060 следует, что максимальное напряжение смещения составляет 5 мВ. Таким образом, максимальное напряжение, требуемое на неинвертирующем входе, равно $5 \text{ мВ} + 3,6 \text{ мВ}$ или 8,6 мВ.

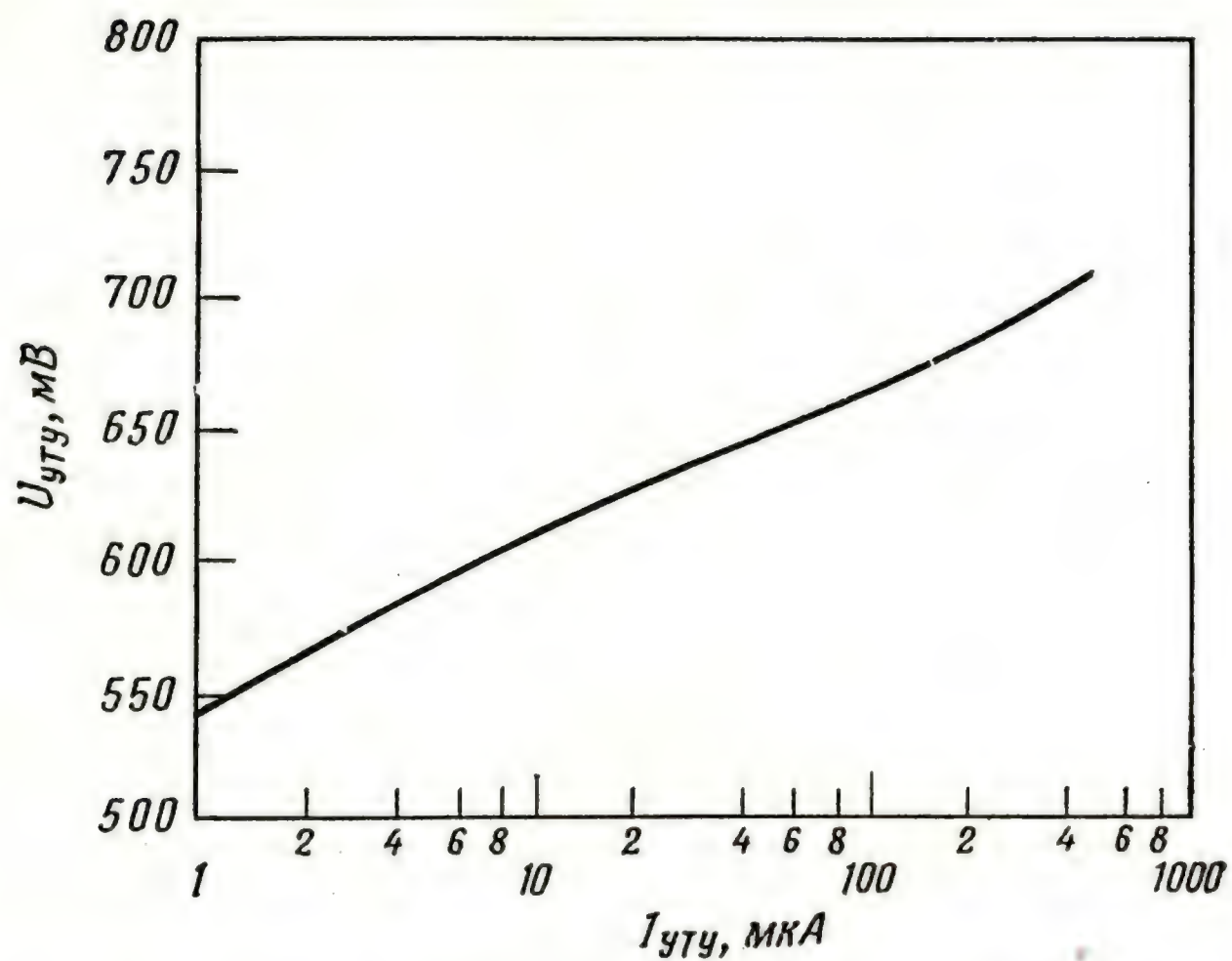


Рис. 10.5. Зависимость управляющего напряжения ИТУН от управляющего тока усилителя.

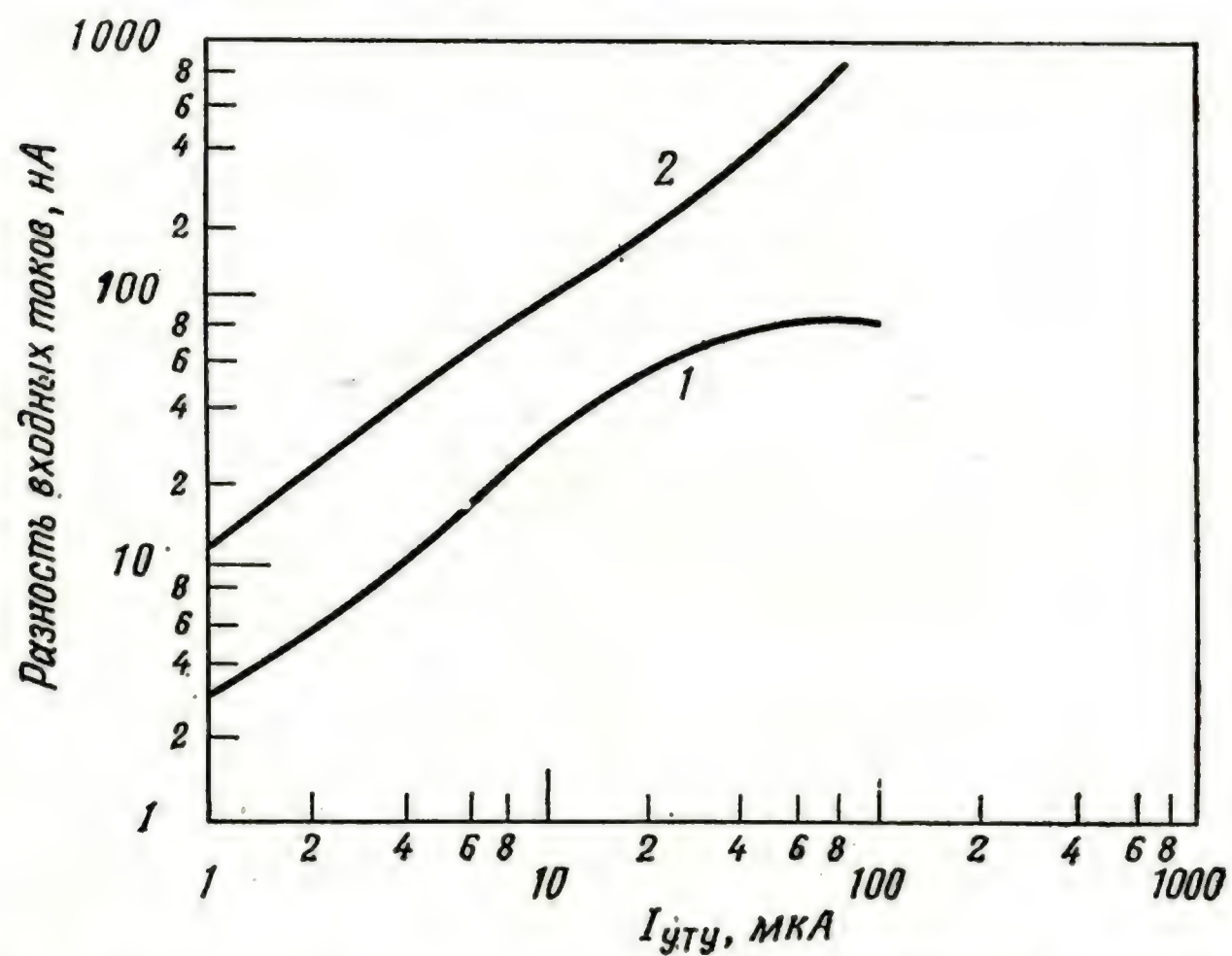


Рис. 10.6. Зависимость разности входных токов ИТУН от управляющего тока усилителя.

1 — типовая; 2 — максимальная

Ток же, необходимый для обеспечения возможного напряжения смещения 8,6 мВ, на сопротивлении 18 кОм составляет около 0,48 мкА. Этот ток должен проходить через сопротивление R_1 . С сопротивления $R_{см}$ имеется возможность снимать напряжение ± 6 В, которое затем поступает на сопротивление R_1 . Однако для получения более стабильной схемы будем считать, что на сопротивление R_1 поступает напряжение в диапазоне ± 1 В. При напряжении 1 В и требуемом токе 0,48 мкА значение сопротивления R_1 приблизительно равно 2 МОм. Будем использовать следующий больший стандартный номинал, а именно 2,2 МОм. Значение же сопротивления $R_{см}$ в этой схеме не критично. При большем номинале этого резистора ($R_{см}$) от источников питания отбирается меньший ток. Можно рекомендовать использовать такое максимальное значение сопротивления $R_{см}$, которое не превышает удвоенного значения сопротивления R_1 ; в нашем случае оно меньше 4,4 МОм. Выберем для него стандартный номинал 4 МОм.

На этом заканчивается заключительный этап расчета этой схемы. Другие рекомендации по расчету по существу такие же, как и для схем на обычных ОУ. Например, в справочных материалах на ИТУН типа СА3060 рекомендуется производить коррекцию при разомкнутой петле обратной связи с помощью резистора и конденсатора, подключаемых к дифференциальным входным зажимам. Как всегда пользователи должны следовать приведенным в справочных материалах рекомендациям.

10.2.2. Типовые применения ИТУН

В следующих разделах этой главы рассматривается использование ИТУН в реальных схемах. Необходимо напомнить, что ИТУН можно применять во многих случаях для замены обычного ОУ при условии, что ИТУН обладает сравнимыми характеристиками (частотная характеристика, мощность выходного сигнала и т. д.). Только в тех случаях, когда требуется обеспечить низкое выходное полное сопротивление нельзя использовать ИТУН вместо обычного ОУ. Даже если выходное полное сопротивление ИТУН имеет минимальное значение, что осуществляется с помощью регулировки тока $I_{уту}$, его полное сопротивление значительно больше, чем у аналогичного ОУ.

10.3. Мультиплексоры на ИТУН

Поскольку особенностью ИТУН является его дополнительное управление ($I_{уту}$), то его можно стробировать, как это делается при построении мультиплексоров. При этом ИТУН можно с помощью подаваемых на $I_{уту}$ -вход импульсов полностью включить или полностью выключить. В мультиплек-

сорной схеме два или более ИТУН соединяются таким образом, что их выходные сигналы суммируются вместе, когда на их входы поступают сигналы от отдельных источников. Тогда результирующий выходной сигнал представляет собой комбинацию этих входных сигналов.

10.3.1. Схемы двухканального мультиплексора

На рис. 10.7 приведена схема простого двухканального мультиплексора на основе двух ИТУН типа СА3080 фирмы

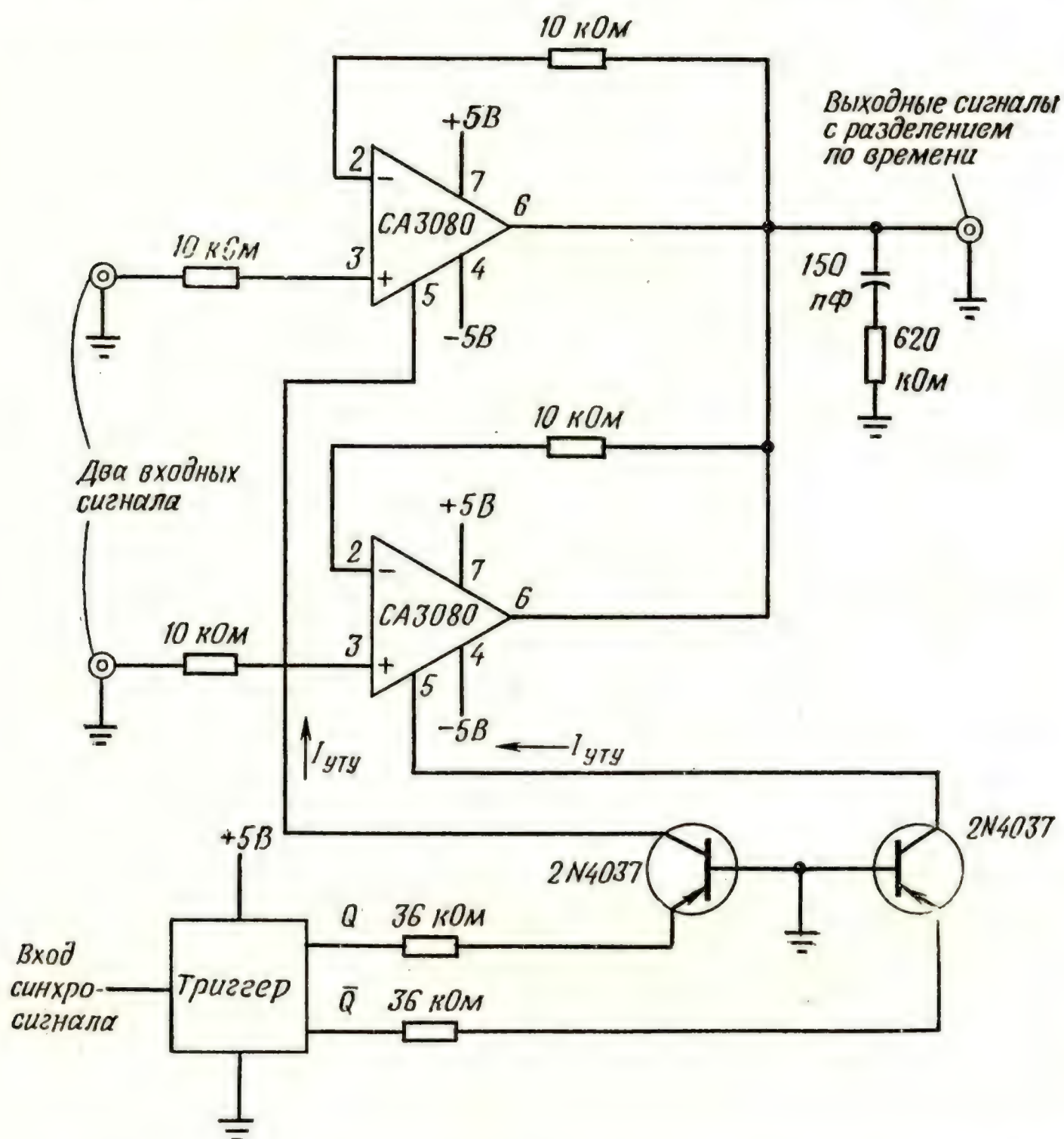


Рис. 10.7. Двухканальная линейная мультиплексорная система на ИТУН с разделением по времени.

РСА. В этом примере для питания ИТУН применяются положительный и отрицательный источники питания с напряжением 5 В. Питание интегральной триггерной схемы производится от положительного источника. Если необходимо удовлетворить требования по питанию логической схемы, то при напряжении положительного источника питания +5 В можно отрицательное напряжение увеличить до -15 В.

Выходные сигналы с триггера синхронизации поступают через $p-n-p$ -транзисторы на $I_{уту}$ -вход для управления режимом работы ИТУН (на противоположных полупериодах). Транзисторы включены по схеме с заземленной базой, что

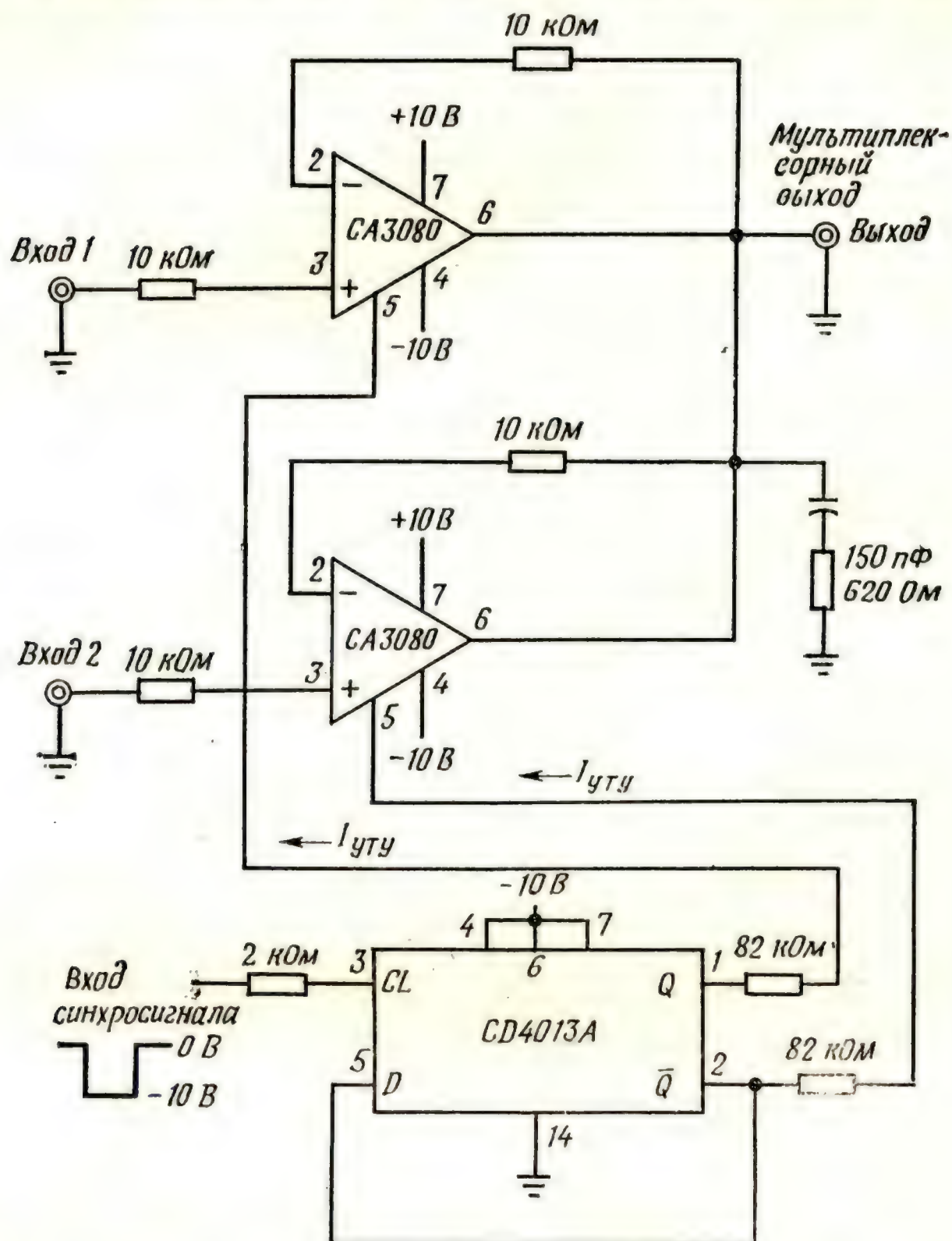


Рис. 10.8. Двухканальная линейная мультиплексорная система при использовании К/МОП-триггера для управления обоими ИТУН.

позволяет минимизировать емкостную прямую передачу сигнала (от триггера на ИТУН) через переход база — коллектор $p-n-p$ -транзисторов.

Имеется некоторое смещение по уровню между входным и выходным сигналами этой мультиплексорной системы. В случае использования показанных на схеме ИТУН это смещение составляет около 2 мВ для ИТУН типа СА3080А и 5 мВ для СА3080. Конечно, это смещение по уровню зависит от характеристик применяемых ИТУН. В основном смещение обусловлено входным напряжением смещения, а не коэффициентом усиления. В типовом случае коэффициент усиления схемы с разомкнутой петлей обратной связи составляет около 100 дБ

при нормальной нагрузке на выходе. Для дальнейшего увеличения коэффициента усиления и уменьшения влияния нагрузки на выходе мультиплексорной схемы на ИТУН можно установить буферный и (или) усилительный каскад. Описание подобной схемы приведено в разд. 10.3.2. Для приведенной на рис. 10.7 схемы может потребоваться некоторая фазовая коррекция. В этом случае необходимо придерживаться приведенных в справочных материалах рекомендаций. (Следует отметить, что изображенная на рис. 10.7 схема аналогична описанной в разд. 9.19 схеме, за исключением того, что в ней вместо ОУ используются ИТУН.)

На рис. 10.8 представлена другая двухканальная мультиплексорная система. Она аналогична показанной на рис. 10.7 мультиплексорной схеме, за исключением того, что в ней отсутствуют транзисторы смещения по уровню. Последнее обусловлено тем, что триггерная схема обеспечивает более высокое выходное напряжение и представляет собой интегральную схему с выходными сигналами порядка ± 10 В.

10.3.2. Трехканальная мультиплексорная схема

На рис. 10.9 показана трехканальная мультиплексорная система, реализованная на ИТУН типа СА3060 и транзисторе типа 3N138. СА3060 представляет собой интегральную схему, в которую входят три идентичных ИТУН. В качестве буфера/усилителя используется полевой транзистор с изолированным затвором 3N138.

Каждый из ИТУН включен таким образом, что он работает как повторитель напряжения с высоким полным входным сопротивлением (аналогично описанным в гл. 9 повторителям напряжения на ОУ). В некоторый определенный момент времени на каждый ИТУН поступает управляющий или «стробирующий» импульс. При поступлении «стробирующего» импульса каждый из ИТУН переходит в активное состояние, и размах его выходного сигнала определяется соответствующим уровнем сигнала на входе (т. е. на этом элементе схемы на ИТУН). При необходимости все три ИТУН можно простробировать одновременно. При этом результирующий выходной сигнал представляет собой сумму поступающих на вход ИТУН сигналов.

Транзистор 3N138 обеспечивает коэффициент усиления сигнала порядка 100 дБ. Часть этого выходного сигнала поступает на каждый ИТУН. При отсутствии такой обратной связи коэффициент усиления нестабилен, и система не обеспечивает достаточную точность передачи сигнала. Как правило, мультиплексорные системы разрабатываются таким образом, чтобы их выходной сигнал соответствовал сумме входных сигналов или его уровень был равен сумме входных сигналов,

умноженной на соответствующий фиксированный коэффициент усиления (т. е. сумма входных сигналов $\times 100$ дБ).

Номиналы элементов изображенной на рис. 10.9 схемы обеспечивают ее функционирование при напряжениях источника питания ± 15 В. При определенной доработке эта система может работать и при ± 6 В. Для этого необходимо

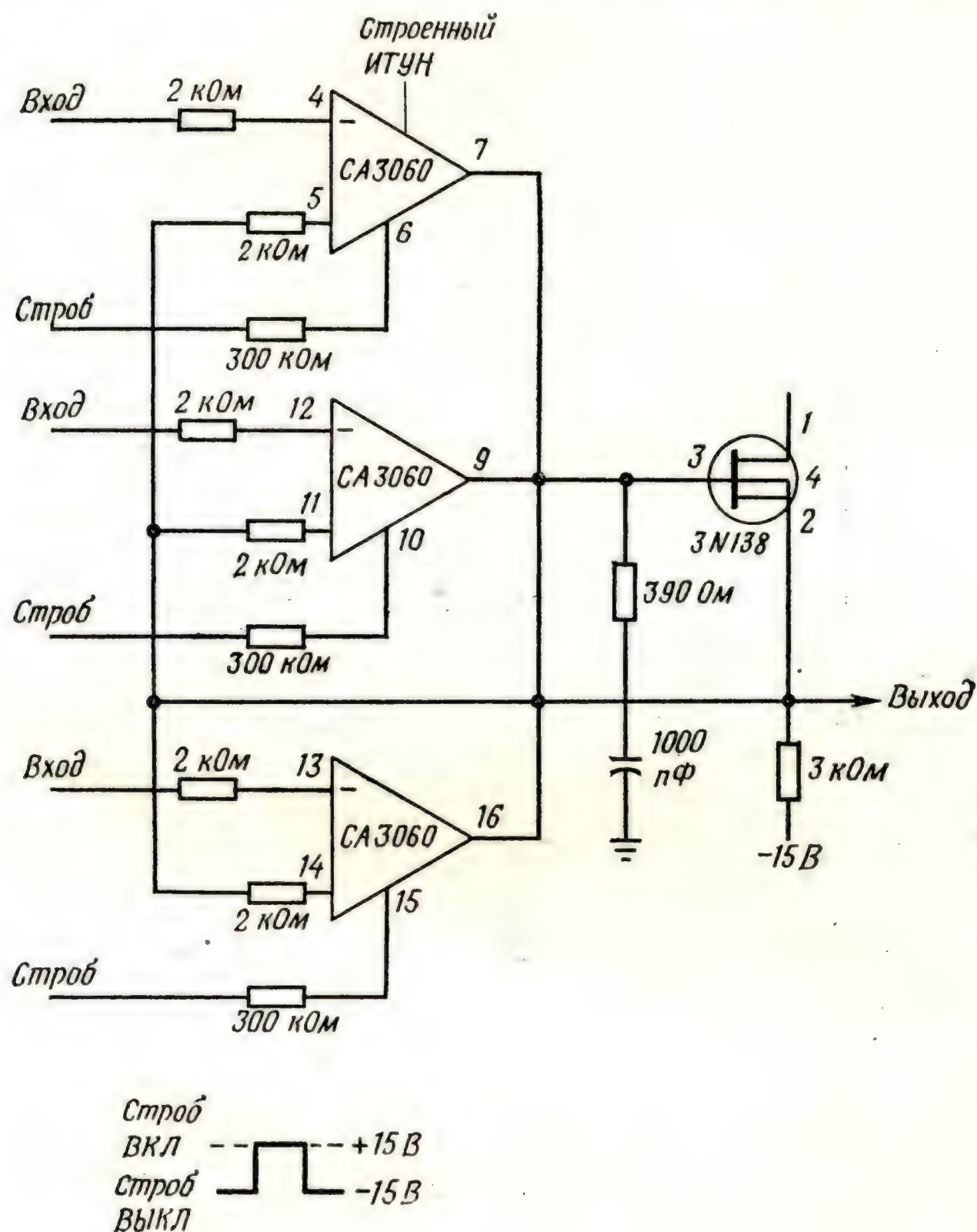


Рис. 10.9. Трехканальная мультиплексорная схема настроенном ИТУН.

уменьшить номинал резисторов, включенных между стробирующими импульсами и входами $I_{уту}$ с 300 кОм до приблизительно 100 кОм. Аналогичным образом, величину включенного в цепь истока транзистора 3N138 резистора 3 кОм следует понизить до 1 кОм. При использовании пониженного напряжения источника питания (± 6 В) можно применить другие усилители на полевом транзисторе с изолированным затвором, например типа 40811 фирмы RCA.

Для фазовой коррекции этой схемы требуется цепь, состоящая из одного резистора 390 Ом и конденсатора 1000 пФ,

которая включается в линию связи между выходами ИТУН и входом полевого транзистора с изолированным затвором. При таких номиналах корректирующей цепи эта система обеспечивает ширину полосы пропускания около 1,5 МГц и скорость нарастания выходного напряжения 0,3 В/мс.

10.4. Схемы выборки и хранения на ИТУН

Описанную в разд. 10.3 мультиплексорную систему можно преобразовать таким образом, чтобы она, используя характеристики стробирования или управления ИТУН, обеспечивала функции выборки и хранения. При этом $I_{уту}$ -вход ИТУН используется для его включения и выключения. Выходной

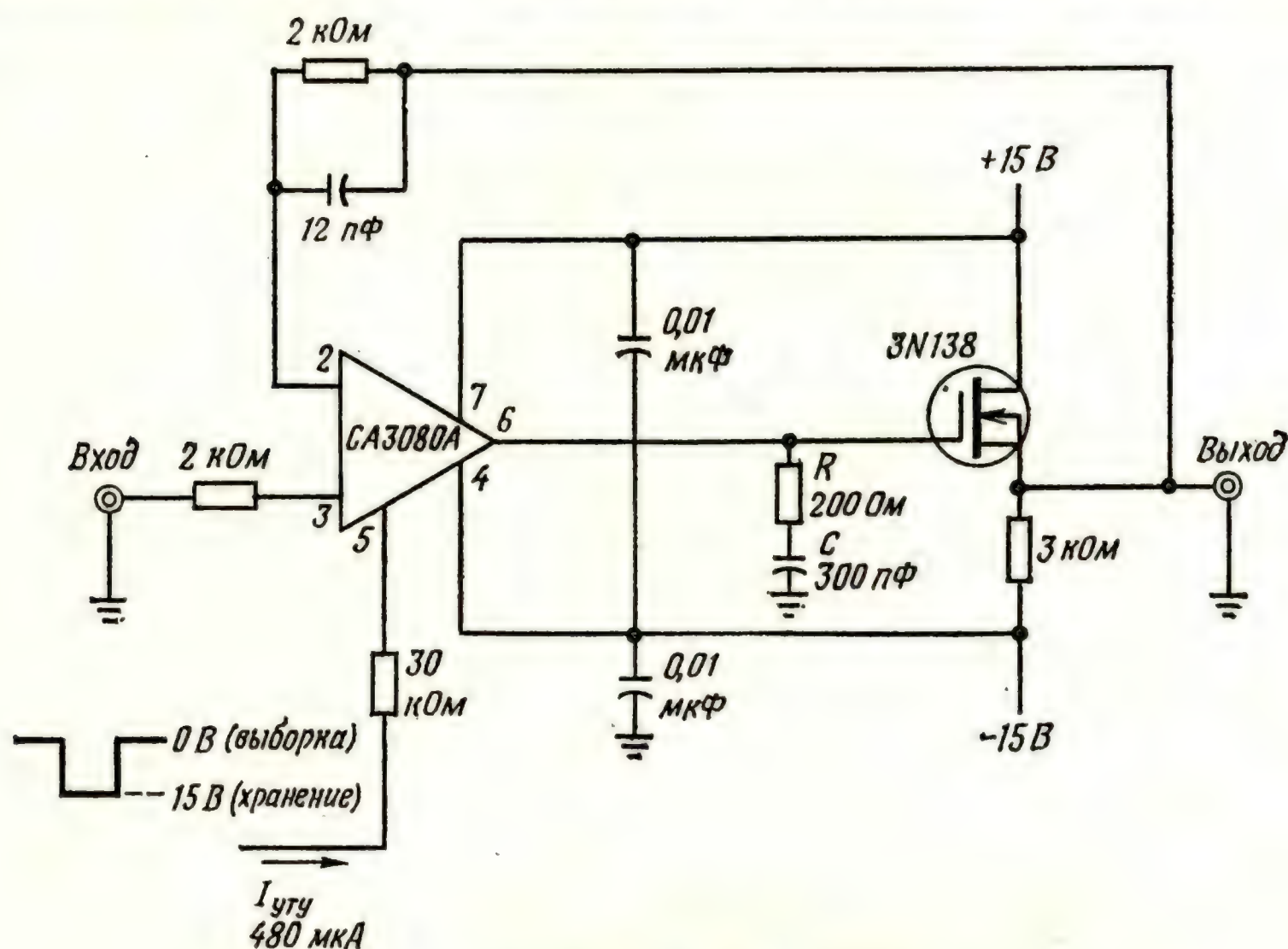


Рис. 10.10. Схема выборки и хранения на ИТУН.

сигнал ИТУН представляет собой тогда «выборку» его входного сигнала (получаемую в течение «включенного» состояния). Подключаемый к выходу ИТУН конденсатор обеспечивает выполнение функции «хранения».

На рис. 10.10 приведена основная система выборки и хранения, реализованная на усилителе типа CA3080A фирмы RCA. В этой схеме ИТУН функционирует в качестве простого повторителя напряжения, где конденсатор фазовой коррекции C выполняет дополнительную функцию хранения выборки сигнала. При нулевом напряжении на $I_{уту}$ -входе ИТУН (ВЫБОРКА), он находится во включенном состоянии. В этом режиме уровень выходного сигнала ИТУН соответствует сигналу на его входе, а конденсатор цепи фазовой коррекции

$C = 300$ пФ заряжается до уровня выходного сигнала. При подаче на /у-вход ИТУН напряжения -15 В (ХРАНЕ-НИЕ), он выключается. Однако конденсатор C остается заряженным.

Основная проблема любой системы выборки и хранения на основе зарядного конденсатора заключается в том, что

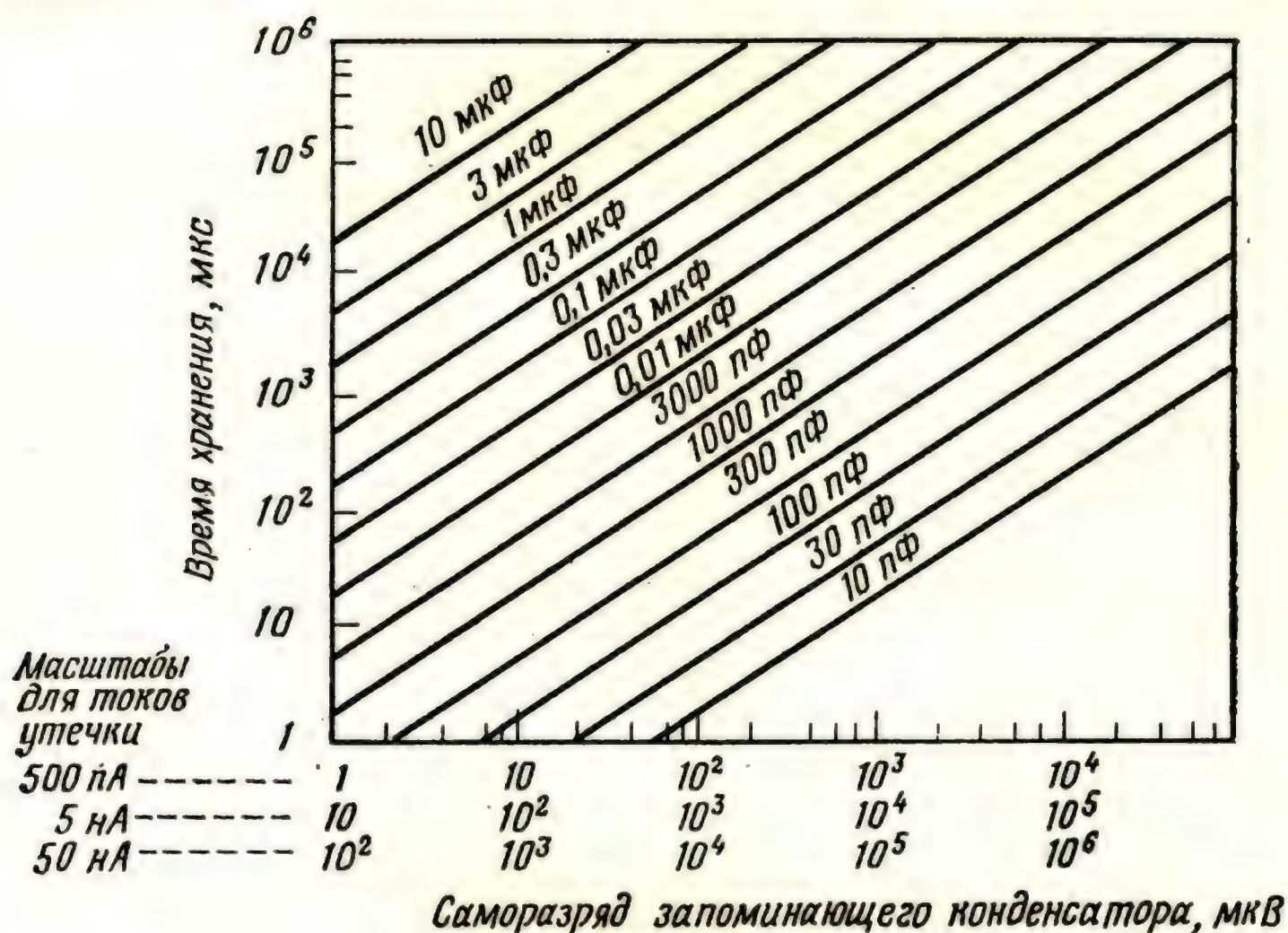


Рис. 10.11. Номограмма саморазряда запоминающей емкости как функция времени хранения при использовании в качестве параметра емкости на-грузки.

этот конденсатор может вследствие утечки разряжаться в течение режима «ВЫКЛ» или «ХРАНЕНИЕ». Эта утечка может происходить через выходную цепь усилителя или входную цепь транзистора 3N138. Однако поскольку ИТУН обладает очень высоким выходным полным сопротивлением, то утечкой через ИТУН можно практически пренебречь. (Выходное сопротивление ИТУН типа СА3080 в режиме отсечки превышает 1000 МОм.) Аналогичным образом, поскольку используется полевой транзистор с изолированным затвором типа 3N138, то ток утечки его затвора незначителен (порядка 10 пА).

Коэффициент усиления по напряжению этой системы с разомкнутой петлей обратной связи составляет приблизительно 100 дБ, а выходное полное сопротивление транзистора 3N138 с разомкнутой петлей обратной связи равно приблизительно 220 Ом (при крутизне g_m приблизительно 4600 мкСм и рабочем токе 5 мА). Выходное полное сопротивление этой системы при замкнутой петле обратной связи приблизительно равно полному сопротивлению транзистора 3N138 с разомкну-

той петлей обратной связи, деленному на коэффициент усиления по напряжению с разомкнутой петлей обратной связи или $220 \text{ Ом}/100 \text{ дБ}$ ($220 \text{ Ом}/10^5 \approx 0,0022 \text{ Ом}$). Такое выходное полное сопротивление сравнимо с выходным полным сопротивлением обычного ОУ с замкнутой петлей обратной связи.

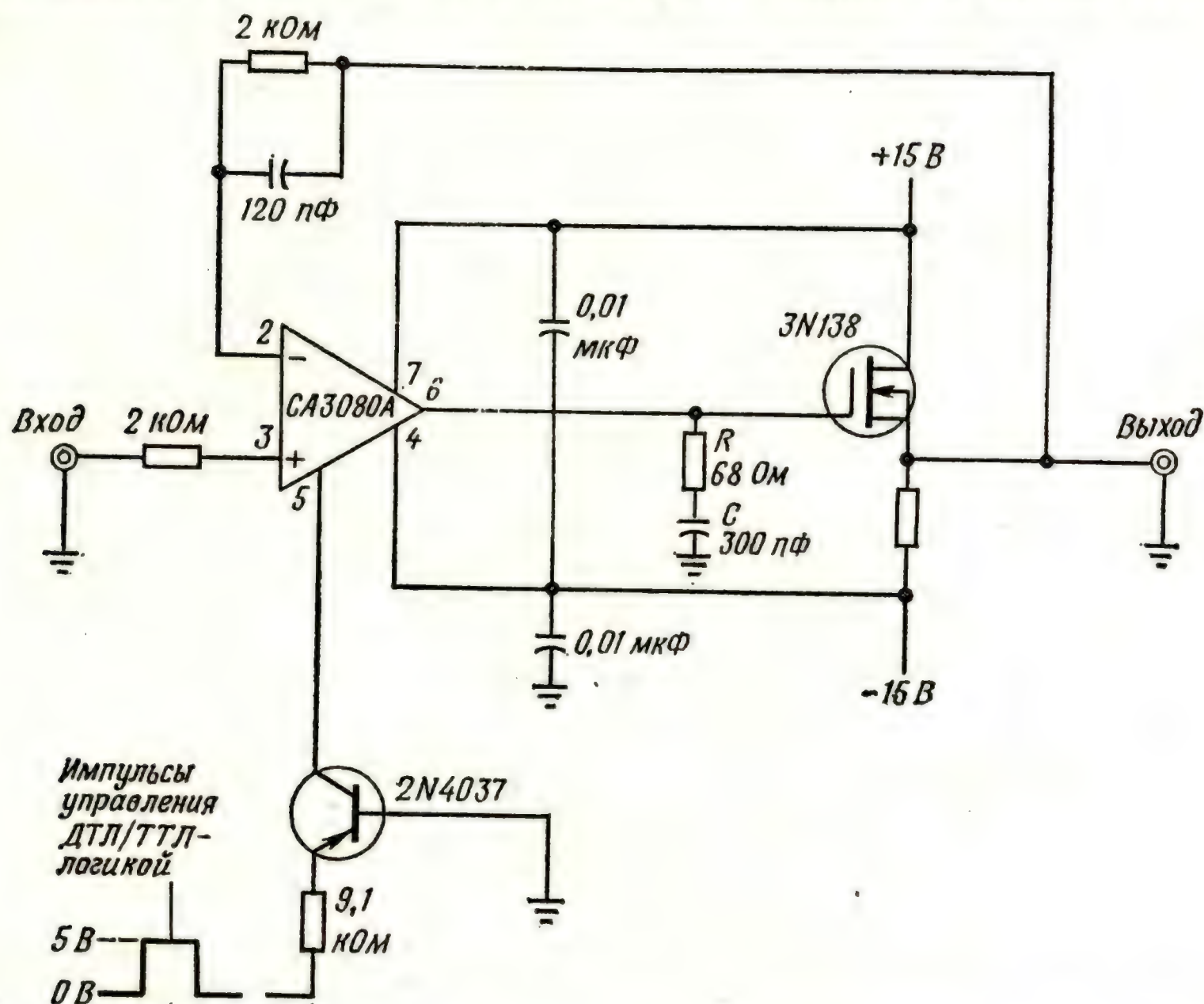


Рис. 10.12. Схема выборки и хранения на ИТУН для логических схем типа ДТЛ/ТТЛ.

При использовании основанного на заряде конденсатора метода в системе выборки и хранения основное внимание уделяется изменению уровня хранимого сигнала в режиме ХРА-НЕНИЕ. Такое изменение вызывается в первую очередь током утечки на выходе ИТУН в режиме его отсечки (максимальное значение 5 нА), током утечки элемента хранения (конденсатор C) и другими паразитными утечками (например, ток утечки через затвор транзистора 3N138). Эти токи утечки могут быть как положительными, так и отрицательными. Вследствие этого в течение интервала «ХРАНЕНИЯ» уровень сигнала может возрасть или спадать. Для описания этого явления используется термин саморазряд. На рис. 10.11 изображен предполагаемый саморазряд конденсатора (выраженный в микровольтах) как функция времени для различных номиналов конденсатора C коррекция/хранение. На горизонтальной оси указаны три масштаба, представляющие типовые токи утечки: 50 нА, 5 нА и 500 пА.

Для иллюстрации использования приведенного на рис. 10.11 графика предположим, что период хранения составляет 20 мкс, а номинал конденсатора C 100 пФ. Если имеется возможность обеспечить ток утечки порядка 500 пА, то саморазряд составит 100 мкВ. При этом уровень выходного сигнала схемы в течение периода хранения может сдвигаться на 100 мкВ. Увеличение же тока утечки до 5 нА приводит к возрастанию

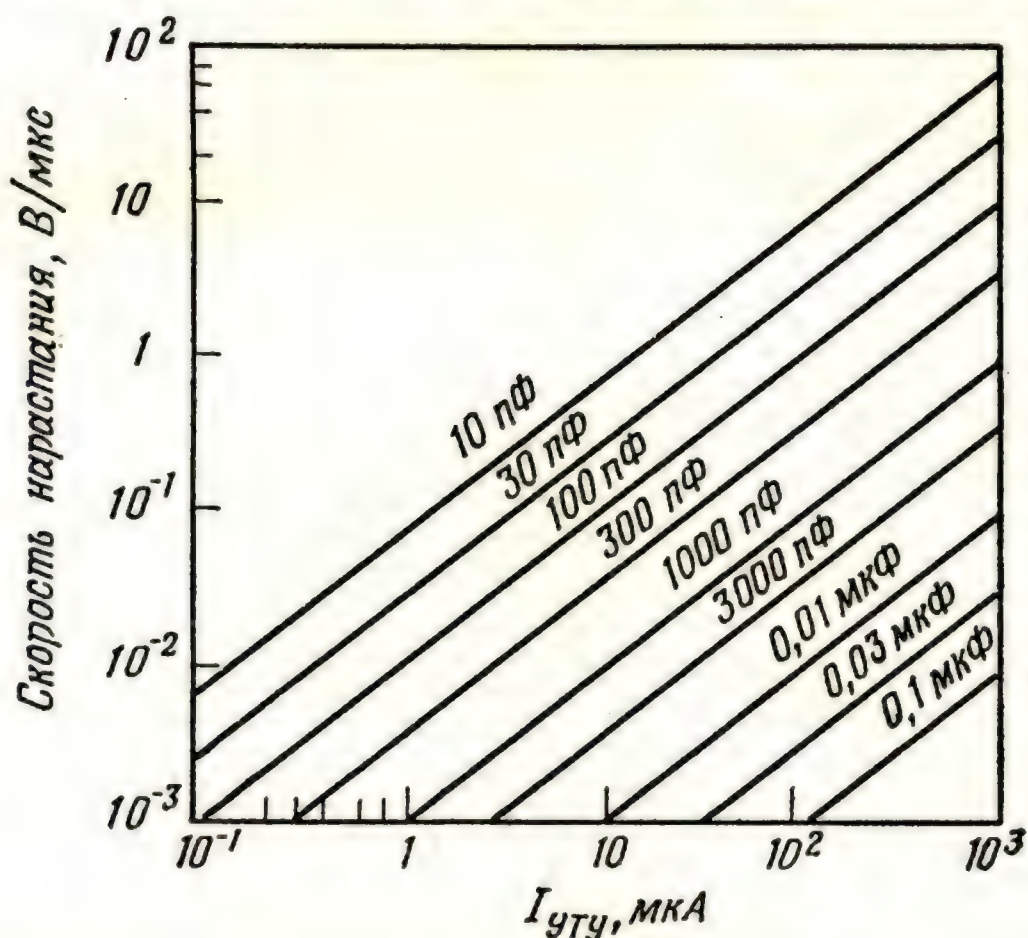


Рис. 10.13. Зависимость скорости нарастания выходного напряжения от управляющего тока усилителя при использовании в качестве параметра емкости коррекции.

саморазряда до 1000 мкВ. Эти сдвиги уровня (или саморазряд) накапливаются. Например, при необходимости обеспечения 10 периодов хранения входного сигнала этой системы, общий сдвиг уровня в 10 раз превышает отдельный уровень сдвига каждого периода хранения.

Основную схему можно приспособить для функционирования с уровнями импульсов, характерными для логических схем типа ДТЛ/ТТЛ (от 0 до 5 В). Соответствующая структура изображена на рис. 10.12. Управляющий импульс на $I_{уту}$ -вход поступает через $p-n-p$ -транзистор (RCA 2N4037), включенный по схеме с заземленной базой. Такое включение используется для того, чтобы минимизировать емкостную сквозную передачу сигнала от источника управляющих импульсов к $I_{уту}$ -входу. Подключенный к эмиттеру транзистора 2N4037 резистор с номиналом 9,1 кОм устанавливает режим работы на $I_{уту}$ -входе аналогично тому, как это выполнено в приведенной на рис. 10.10 схеме.

Существует компромиссное решение выбора размера конденсатора C . При увеличении его номинала можно обеспечить режим выборки и хранения сигналов большего уровня.

Однако при увеличении номинала конденсатора C уменьшается скорость нарастания сигнала. Как правило, используется наибольшее возможное значение конденсатора C , обеспечивающее требуемую скорость нарастания сигнала. На рис. 10.13 приведен график зависимости скорости нарастания от тока $I_{уту}$ и номинала конденсатора C . Приведенные на рис. 10.13 данные пригодны для выбора номинала конденсатора C в показанных на рис. 10.10 и 10.12 схемах. При максимальном выходном токе ИТУН величина тока, поступающего к конденсатору C , равна току $I_{уту}$. В качестве рекомендации можно указать, что постоянную времени цепи RC следует выбирать равной наименьшей частоте среза характеристики коэффициента усиления ИТУН.

10.5. Гираторы на ИТУН (искусственная индуктивность)

При разработке фильтров, используемых в диапазоне очень низких частот, возникает необходимость реализации индук-

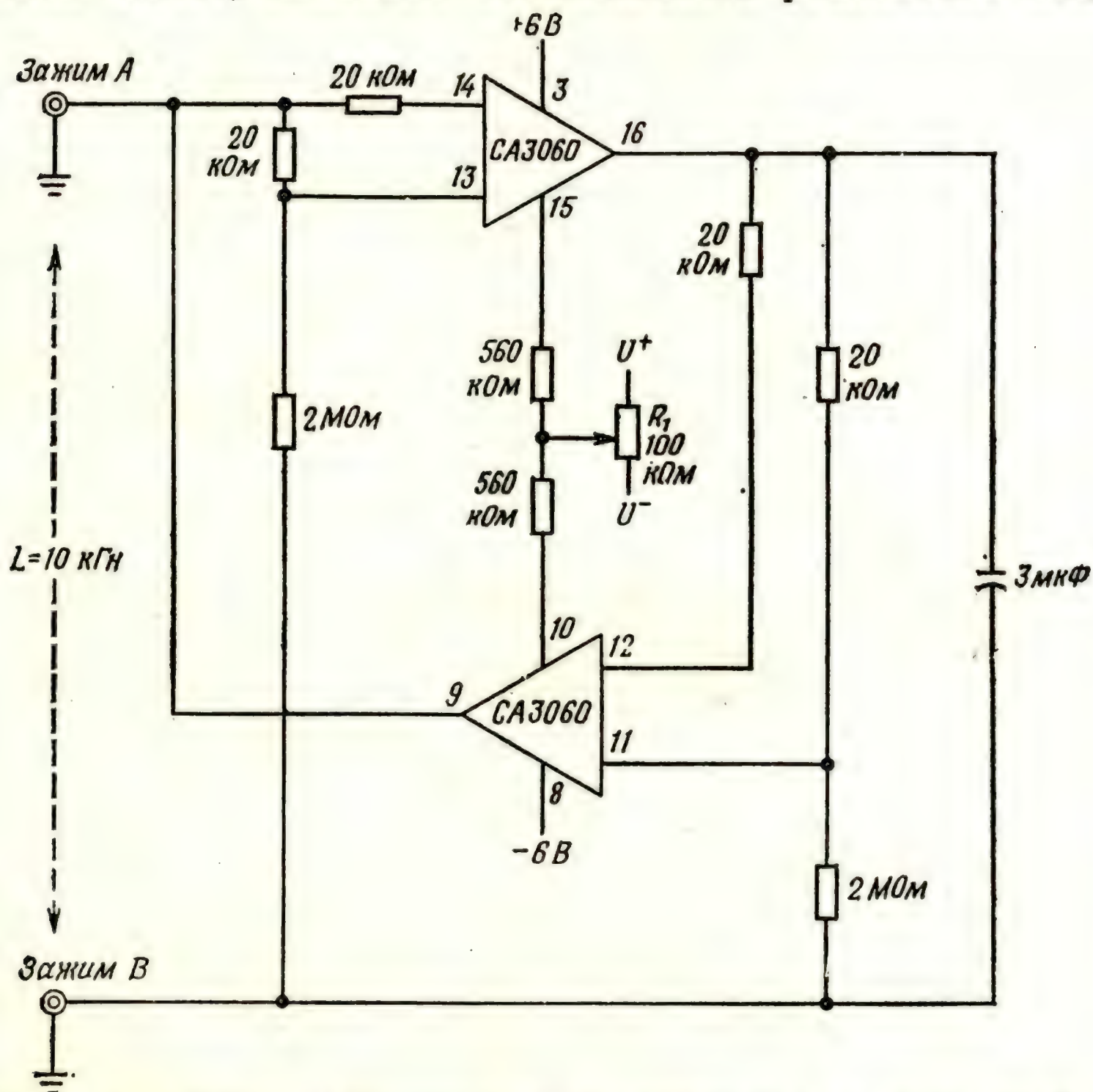


Рис. 10.14. Гиратор (искусственная индуктивность) на двух ИТУН для схемы активного фильтра.

тивности с очень высоким номиналом. Схемы гираторных активных фильтров как раз и позволяют решить эту проблему.

Сам гиратор представляет собой схему, которая проявляет свойства регулируемой индуктивности высокого номинала (в основном в диапазоне нескольких килогенри), но при этом сама не содержит никаких индуктивных элементов.

На рис. 10.14 приведена реализованная на двух ИТУН схема гиратора. Между зажимами A и B схема проявляет индуктивные свойства (значение индуктивности вплоть до 10 кГн). С помощью резистора R_1 можно отрегулировать эту схему на точное значение требуемой индуктивности. Подстройка резистора R_1 позволяет изменять одновременно управляющий ток усилителя обоих ИТУН. При увеличении одного из токов $I_{уту}$ другой соответственно уменьшается. При таком воздействии на схему меняется одновременно крутизна обоих ИТУН, что обеспечивает ее «настройку» с помощью изменения сопротивления ИТУН. В приведенной на рис. 10.14 схеме используется тот факт, что ИТУН создают высокое выходное полное сопротивление. Добротность Q регулируемой индуктивности с номиналом 10 кГн для приведенных на схеме номиналов элементов составляет приблизительно 13. Реализованный на резисторах 20 кОм и 2 МОм делитель позволяет расширить динамический диапазон каждого из ИТУН до 100.

10. 6. Схемы с регулируемым усилением и модуляторы

Одно из наиболее очевидных применений ИТУН связано с построением на нем элемента регулировки усиления. С помощью изменения тока $I_{уту}$ можно регулировать коэффициент передачи проходящего через ИТУН сигнала. Это происходит вследствие того, что крутизна ИТУН (и, следовательно, коэффициент передачи схемы) прямо пропорциональна току $I_{уту}$.

В наиболее простом случае ИТУН можно включить как обычный усилитель, но входной зажим $I_{уту}$ подсоединить через переменное сопротивление (которое действует как регулятор коэффициента усиления) к источнику напряжения. Для определенного значения тока $I_{уту}$ (что устанавливается переменным сопротивлением) выходной ток ИТУН равен произведению его крутизны и амплитуды входного сигнала. Выходное же напряжение представляет собой произведение выходного тока и сопротивления нагрузки.

Эту функцию регулировки коэффициента усиления можно также использовать для реализации амплитудной модуляции сигналов. На рис. 10.15 изображена основная схема амплитудного модулятора, в котором в качестве модулирующего элемента применяется ИТУН. В этой схеме входным сигналом является напряжение U_x некоторой несущей частоты, а напряжение U_m модулирующей частоты поступает на $I_{уту}$ -вход. Ток выходного сигнала $I_{вых}$ равен проводимости g_m , умноженной на U_x . Знак выходного сигнала противоположен вход-

ному, поскольку сам входной сигнал прикладывается к инвертирующему входному контакту ИТУН.

Как обычно, крутизна ИТУН регулируется с помощью настройки тока $I_{уту}$. Однако в этой схеме уровень немодулированной несущей выходного сигнала определяется, в частности, током $I_{уту}$ через резистор R_M . Амплитудная модуляция сигнала несущей частоты производится колебаниями

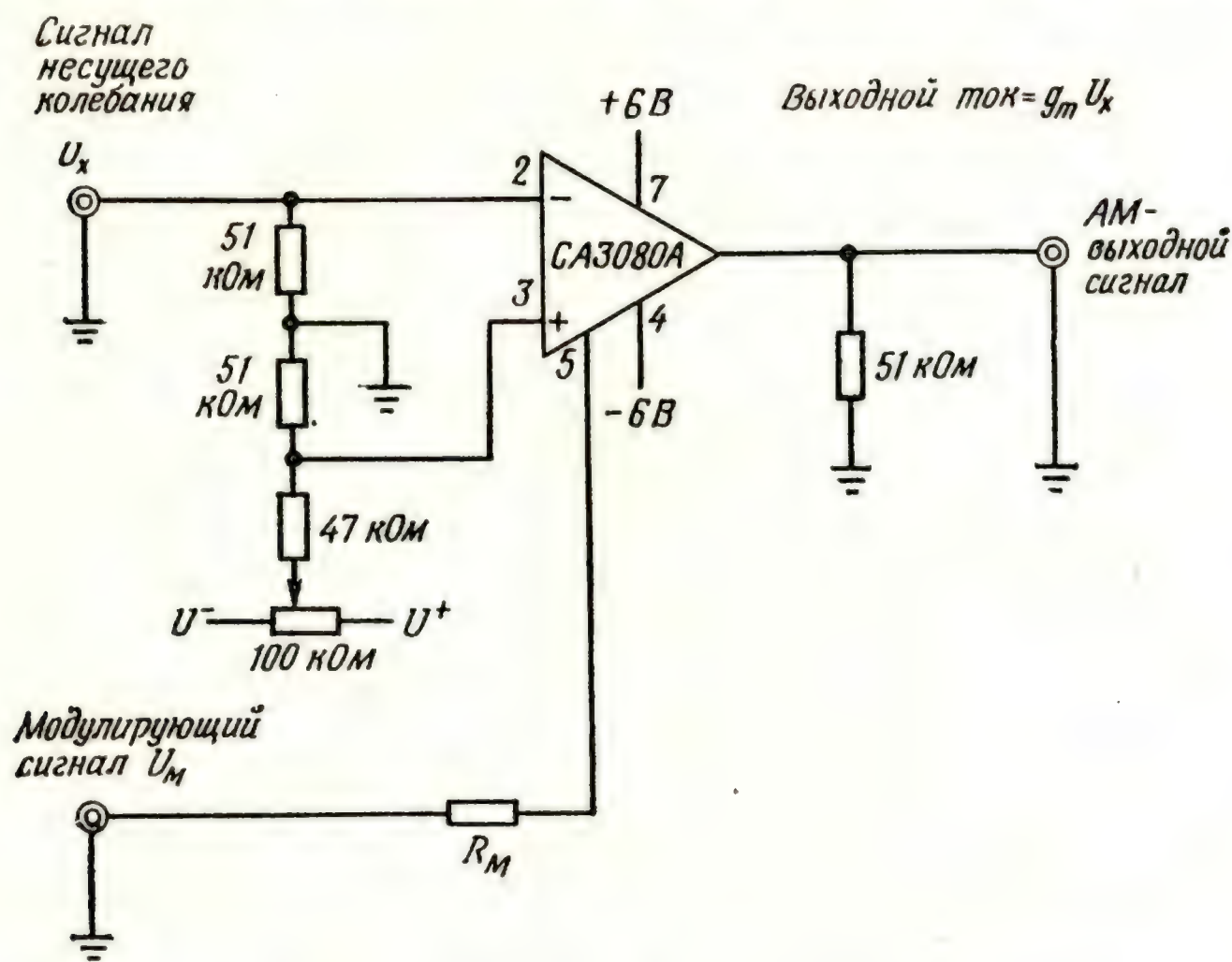


Рис. 10.15. Амплитудный модулятор на ИТУН.

напряжения U_M , которые приводят к изменению протекающего через резистор R_M тока $I_{уту}$. При изменении напряжения U_M в отрицательном направлении (относительно потенциала зажима $I_{уту}$) снижается ток $I_{уту}$, что приводит к уменьшению крутизны g_m ИТУН. При изменении же напряжения U_M в положительном направлении возрастает ток $I_{уту}$ и соответственно крутизна g_m .

Для конкретно выбранного ИТУН (RCA CA3080A) крутизна g_m приблизительно равна $19,2 \times I_{уту}$, где крутизна g_m выражается в мСм, а ток $I_{уту}$ — в мА. В этом случае получаем

$$(U_M - U^-)/R_M = I_{уту}, \quad I_{\text{вых}} = -g_m U_x,$$

$$g_m U_x = (19,2) (I_{уту}) (U_x),$$

$$I_{\text{вых}} = [-19,2 (U_M - U^-) U_x]/R_M,$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{19,2 (U_x) (U^-)}{R_M} - \frac{19,2 (U_x) (U_M)}{R_M} \text{ (уравнение модуляции).}$$

Следует отметить, что в уравнение модуляции входят два члена. Первый член представляет собой фиксированный вход-

ной сигнал несущей частоты, который не зависит от напряжения U_M . Второй же член описывает саму модуляцию и либо добавляется, либо вычитается из первого члена. При равенстве в уравнении членов U_M и U^- выходной сигнал уменьшается до нулевого значения.

В предыдущих уравнениях модуляции член (19,2) (U_X) ($U_{уну}/R_M$), описывающий управляющий ток усилителя с

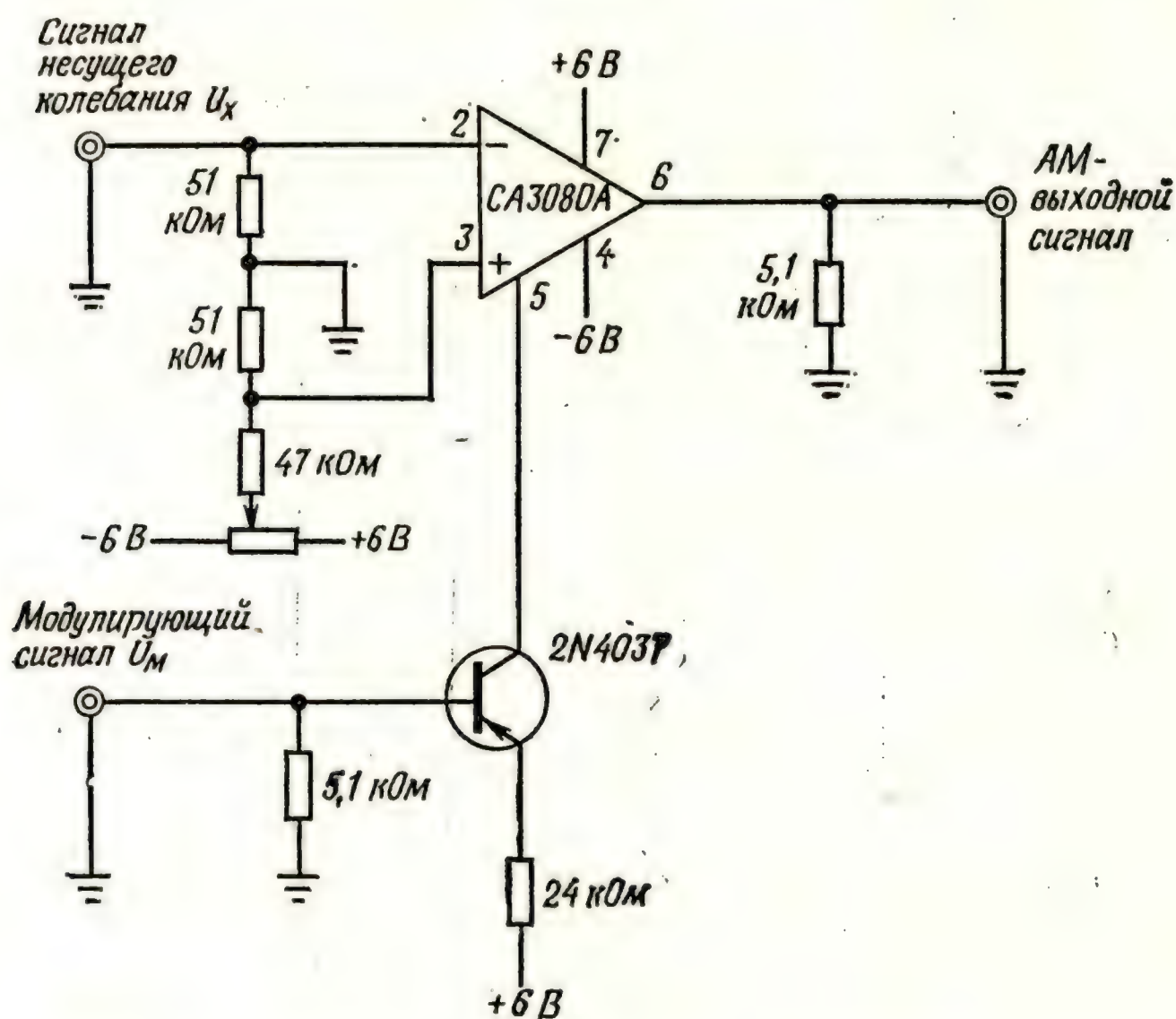


Рис. 10.16. Амплитудный модулятор на ИТУН с управлением от $p-n-p$ -транзистора.

напряжением зажима $U_{уну}$, не учитывается. Поскольку в этом уравнении напряжение $U_{уну}$ мало по сравнению с напряжением U^- , то этот член полагают равным нулю. Если же управляющий ток усилителя формируется источником тока (например, снимается с коллекторной цепи $p-n-p$ -транзистора), то можно исключить влияние на работу схемы колебаний напряжения $U_{уну}$. Вместо этого любое отклонение зависит от характеристик перехода база — эмиттер $p-n-p$ -транзистора. На рис. 10.16 показан метод организации входного тока $I_{уту}$ с помощью $p-n-p$ -транзистора.

При добавлении в показанную на рис. 10.16 схему $n-p-n$ -транзистора, используемого для питания $p-n-p$ -транзистора и включенного как эмиттерный повторитель, вызываемые характеристиками база — эмиттер $p-n-p$ -транзистора отклонения значительно снижаются вследствие элементарной природы переходов база — эмиттер $n-p-n$.

и $p-n-p$ -транзисторов. При этом также наблюдается взаимокompенсация температурных коэффициентов этих двух переходов база — эмиттер. На рис. 10.17 приведена структура, в которой используется один транзистор (из транзисторной матрицы RCA CA3018A типа $n-p-n$) для реализации эмиттерного повторителя (где остальные три транзистора этой

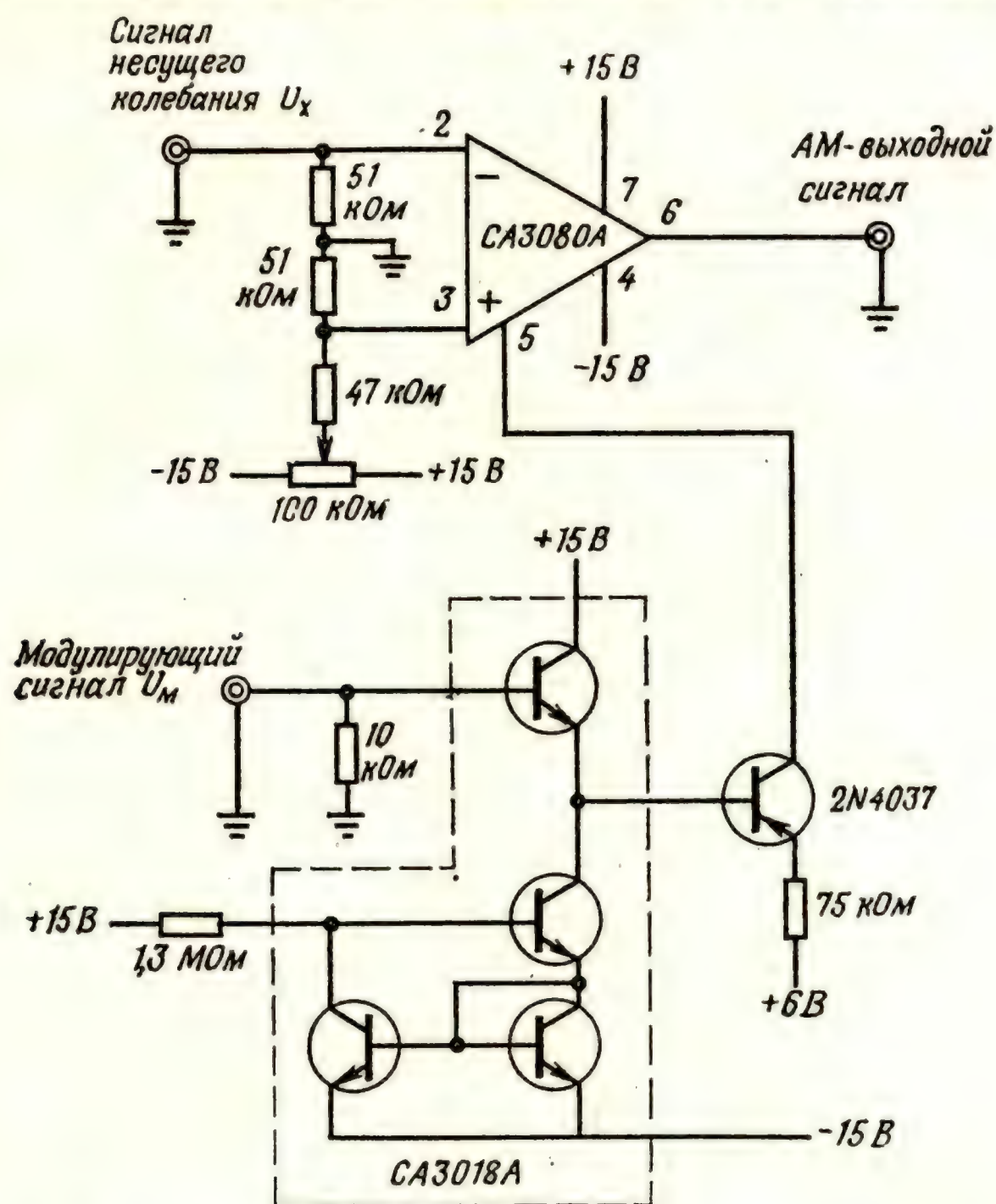


Рис. 10.17. Амплитудный модулятор на ИТУН с управлением от $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторов.

матрицы используются в качестве источника тока для питания эмиттерных повторителей).

Следует отметить, что для питания приведенных на рис. 10.15 и 10.16 схем требуется источник питания с напряжением ± 6 В, в то время как в показанной на рис. 10.17 схеме его напряжение составляет ± 15 В. Во всех трех схемах показан потенциометр с номиналом 100 кОм, который используется для ликвидации влияния входного напряжения смещения усилителя $U_{вх.см.}$. Потенциометр позволяет сформировать симметричное относительно нулевого значения выходное напряжение. Описанная здесь модуляционная схема на ИТУН позволяет обеспечить диапазон изменения коэффициента усиления 1000:1 и, следовательно, реализовать модуляцию входного несущего колебания порядка 99 %.

10.7. Двухквадрантные перемножители на ИТУН

На рис. 10.18 представлена схема на ИТУН, используемая в качестве двухквадрантного перемножителя. Следует отметить, что изображенная на рис. 10.18, а схема по существу аналогична описанным в разд. 10.16 схемам модуляции. При этом, когда модулирующее воздействие поступает на $I_{уту}$ -вход, а напряжение несущего колебания на дифференциальный вход, выходное напряжение имеет приведенную на рис. 10.18, б

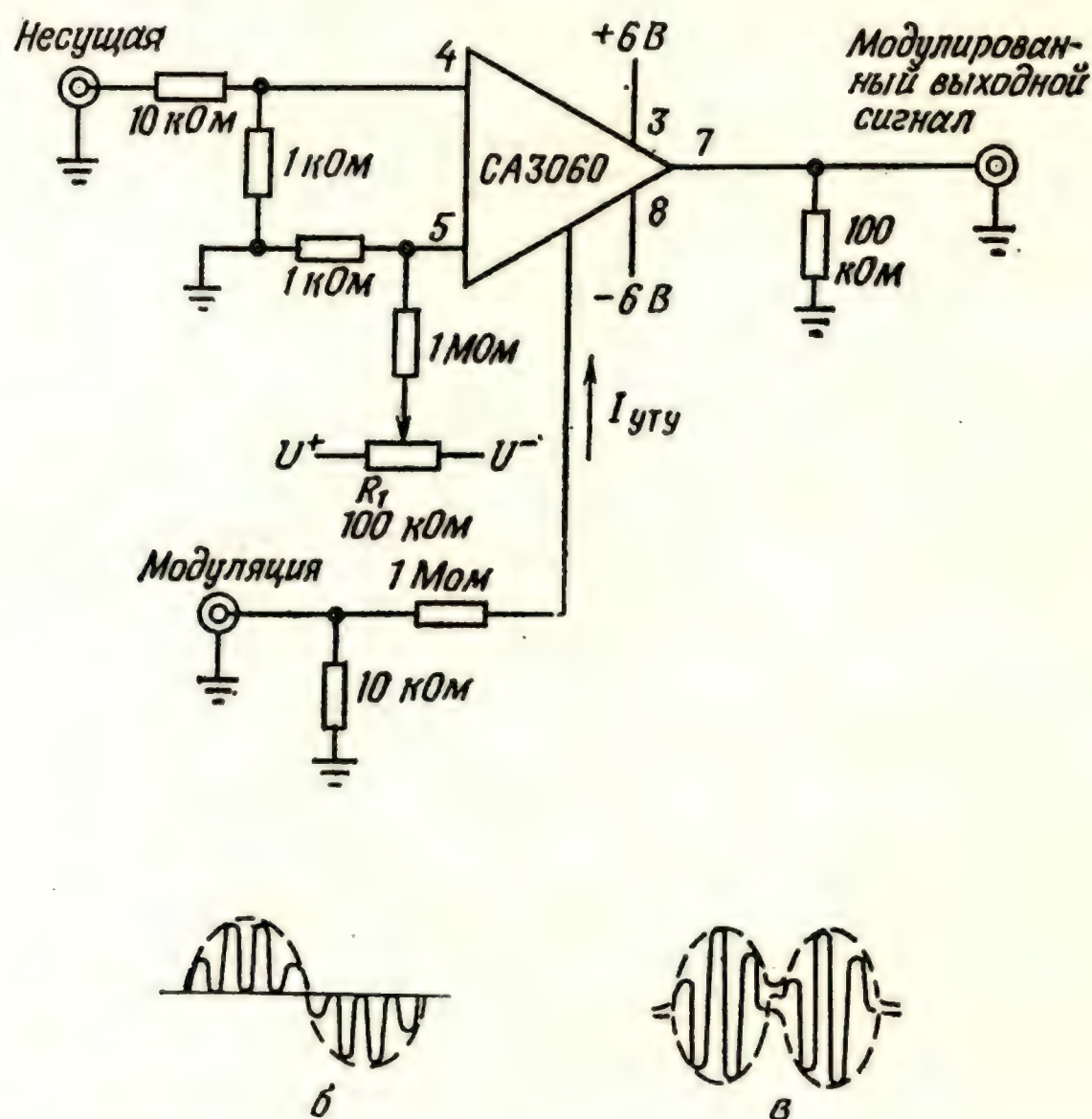


Рис 10.18. Двухквадрантный перемножитель на ИТУН.

форму. Однако в изображенной на рис. 10.18 схеме входное сопротивление регулировки смещения R_1 используется для балансировки этой схемы таким образом, чтобы при отсутствии входного несущего колебания отсутствовала модуляция выходного сигнала. Как показано на рис. 10.18, б, линейность модулятора обозначена сплошной линией наложенной модулирующей частоты. Максимальная глубина модуляции (или коэффициент модуляции в процентах) определяется отношением амплитудного значения входного модулирующего напряжения к напряжению U^- .

О характеристике схемы двухквадрантного перемножителя можно судить, если модулирующее воздействие и несущее колебание поменялись местами (т. е. модулирующее воздействие поступает на дифференциальный вход, а несущее колебание — на $I_{уту}$ -вход), как изображено на рис. 10.18, в. Полярность выходного сигнала должна повторять полярность

сигнала на дифференциальном входе. Таким образом, выходной сигнал имеет положительную полярность только в течение первого (или положительного) полупериода модуляции и отрицательную только в течение второго полупериода. Следует отметить, что как входной, так и выходной сигналы снимаются относительно потенциала земли. Сигнал на выходе схемы отсутствует, если равны нулю или дифференциальный входной сигнал, или ток $I_{уту}$.

10.8. Четырехквadrантные перемножители на ИТУН

ИТУН можно использовать в качестве четырехквadrантного перемножителя. При этом возможны две его конфигурации. В одной схеме используются три идентичных ИТУН, а другая реализована на единственном приборе.

10.8.1. Четырехквadrантный перемножитель на трех ИТУН

На рис. 10.19 представлена полная схема четырехквadrантного перемножителя, которая включает все регулировки по

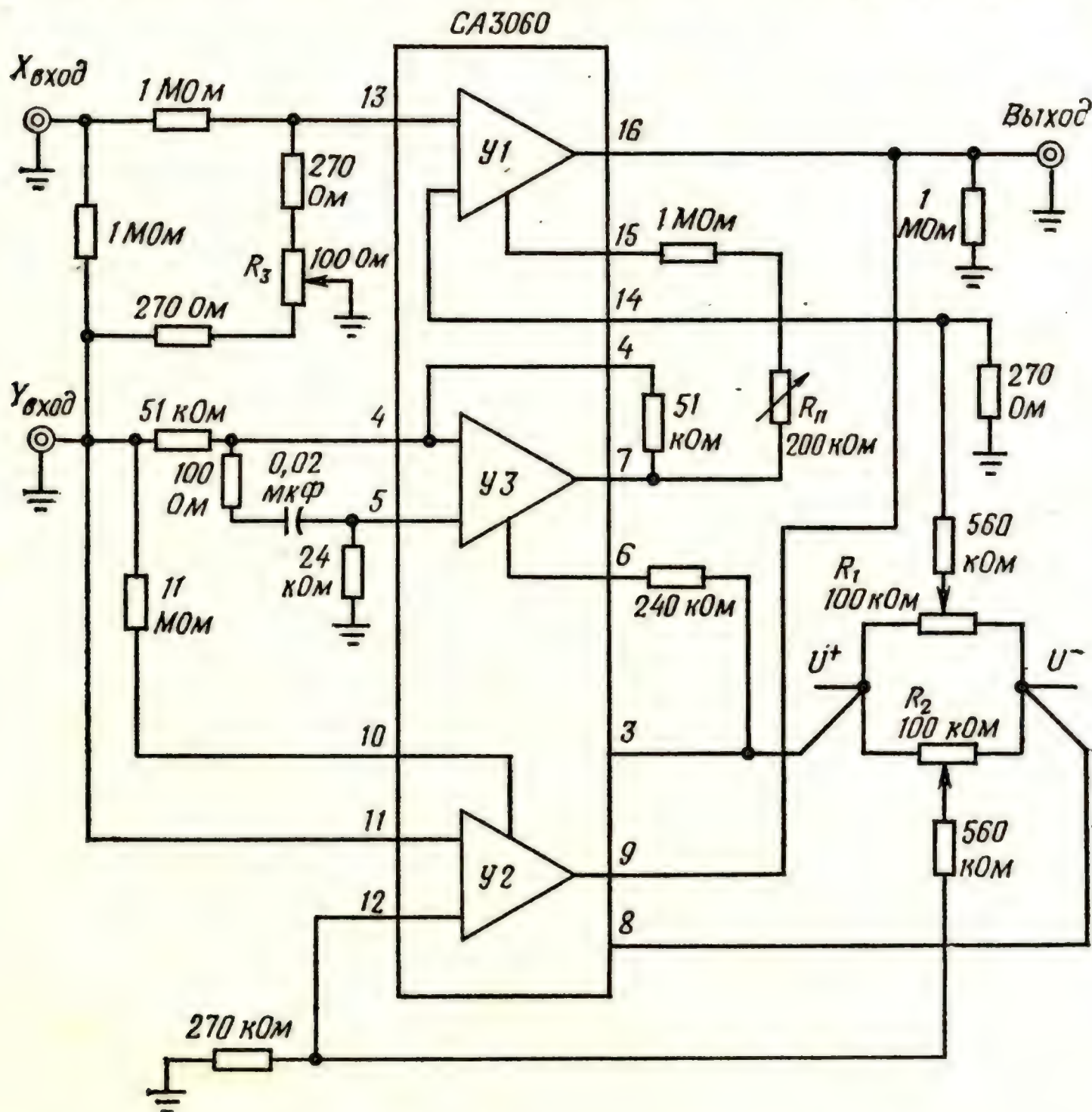


Рис. 10.19. Типовая схема четырехквadrантного перемножителя на ИТУН типа CA3060.

дифференциальному входу и регулировку для выравнивания коэффициентов передачи усилителей 1 и 2. Настройка этой схемы достаточно проста. При отсутствии напряжений (равны нулю) на входах X и Y соединим между собой выводы 10 и 8. При этом из схемы исключается усилитель 2. С помощью потенциометра R_1 установим нулевое значение напряжения смещения усилителя 1. Удалим перемычку между выводами 8 и 10. Соединим между собой выводы 15 и 8. При этом исключается усилитель 1. С помощью потенциометра R_2 установим нулевое напряжение смещения усилителя 2.

При переменных сигналах на обоих входах X и Y с помощью регулировки потенциометров R_3 и R_{11} добьемся симметричности выходных сигналов. На рис. 10.20 приведены формы выходных сигналов настроенной схемы. Модуляция с подавлением несущего колебания показана на рис. 10.20, а при несущем колебании 14 кГц с треугольной формой. На рис. 10.20, б и в изображены соответственно возведение в квадрат треугольного и синусоидального колебаний. Следует отметить, что в обоих случаях выходные сигналы всегда имеют положительное значение и в конце каждого периода становятся нулевыми.

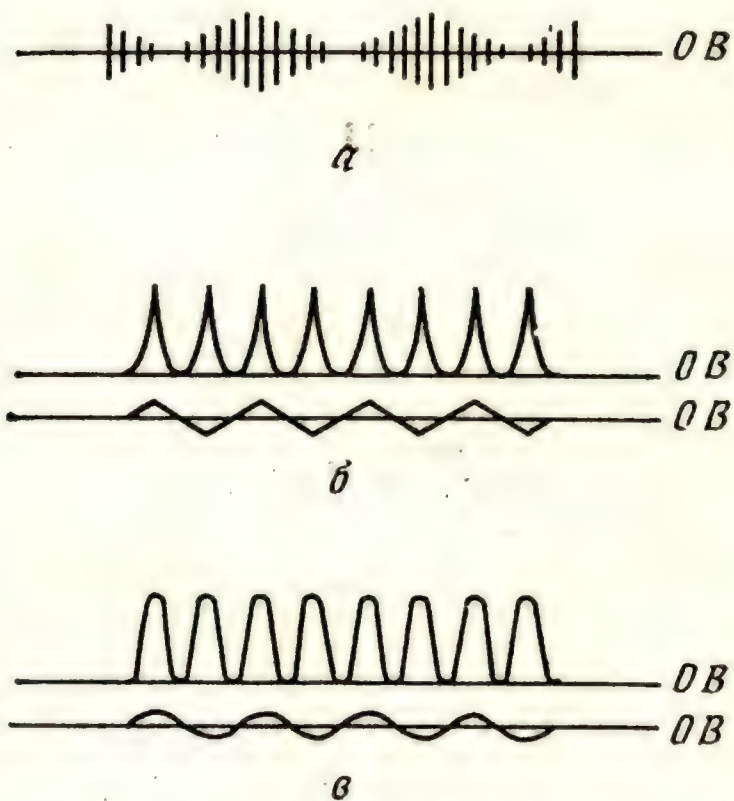


Рис. 10.20. Эпюры напряжений схемы четырехквadrантного перемножителя. а — модуляция с подавленной несущей, несущее колебание треугольной формы с частотой 14 кГц; б — возведение в квадрат треугольного колебания; в — возведение в квадрат синусоидального колебания.

10.8.2. Четырехквadrантные перемножители на одном ИТУН

Во многих случаях можно использовать низкочастотный, маломощный четырехквadrантный перемножитель, реализованный на единственном ИТУН. В приведенной на рис. 10.21 основной схеме перемножителя применяется ИТУН фирмы RCA типа СА3080А. Эта схема, в частности, пригодна для преобразования формы сигнала двойной балансной модуляции в портативной аппаратуре, где существенным фактором является снижение потребляемой мощности при средних точностных показателях. Принцип работы приведенной на рис. 10.21 схемы в принципе основывается на рассмотренной в разд. 10.6 функции регулировки коэффициента усиления. Следует отметить, что разновидность схемы четырехквadrантного перемножителя, выполненная на единственном ИТУН, не обеспечивает той же точности, что схема на трех ИТУН.

Для реализации четырехквadrантного перемножителя первый член в уравнении модуляции (который описывает фиксированное несущее колебание) необходимо свести к нулевому значению. В изображенной на рис. 10.21 схеме это осуществляется с помощью введения резистора обратной связи R между выходным и инвертирующим входными контактами ИТУН. Номинал этого резистора обратной связи R равен $1/g_m$.

Выходной ток $I_{\text{вых}}$ равен $g_m(-U_x)$, поскольку входной сигнал поступает на инвертирующий контакт ИТУН. Вызываемый резистором R выходной ток равен $U_x/2$. Следовательно,

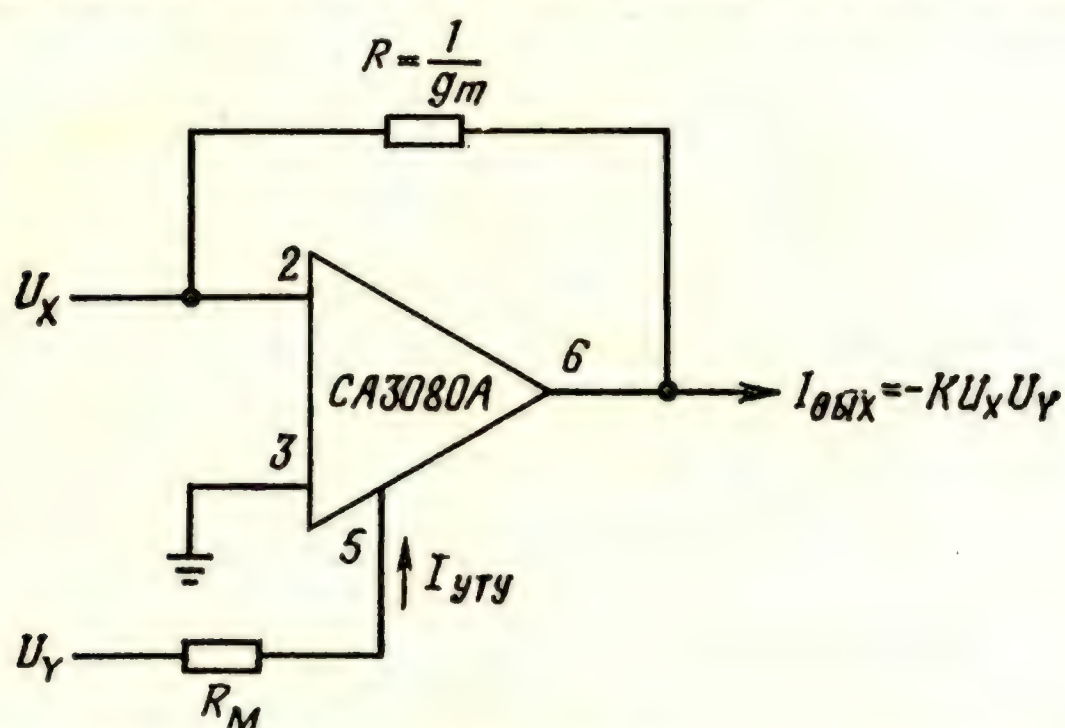


Рис. 10.21. Основная схема аналогового четырехквadrантного перемножителя на ИТУН.

в случае $R = 1/g_m$ эти два сигнала (U_x и U_y) компенсируются.

Для приведенного конкретного типа ИТУН этот ток определяется следующим образом:

$$I_{\text{вых}} = (-19,2 U_x U_y) / R_M.$$

Выходной сигнал структуры на единственном ИТУН представляет собой «ток», для которого наилучшей нагрузкой является короткозамкнутая цепь. Это условие выполняется при очень низких значениях нагрузочного сопротивления перемножителя. Альтернативный метод снижения нагрузочного сопротивления состоит в подключении к выходу перемножителя преобразователя ток — напряжение, как показано на рис. 10.22.

«Прекращение» тока в сопротивление обратной связи (сопротивление R на рис. 10.21) является прямой функцией линейности дифференциального усилителя на ИТУН. Если же ИТУН функционирует в нелинейной части его рабочего диапазона, то «прекращение» тока будет неполным и первый член в уравнении модуляции может сохраниться (не будет равен нулю). Для предотвращения такого режима работы ИТУН на схему подаются низкоуровневые сигналы. Как пра-

вило, нелинейный режим работы характерен для перевозбужденных ИТУН. Для обеспечения линейности в следующих примерах размах сигнала ограничен пределами ± 10 мВ.

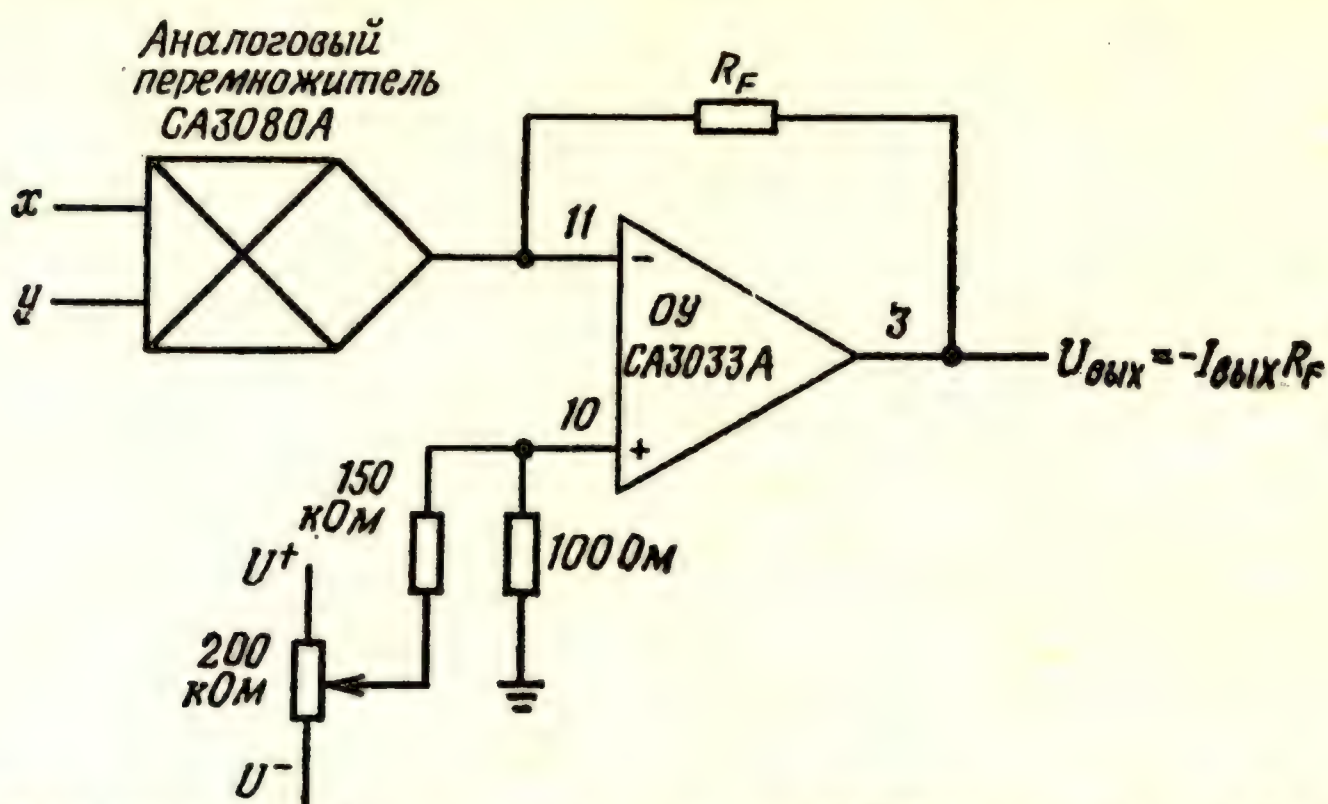


Рис. 10.22. Аналоговый перемножитель на ИТУН, нагруженный на реализованный на ОУ преобразователь ток — напряжение.

На рис. 10.23 изображена структурная схема перемножителя, в которую с тем, чтобы обеспечить точность функциони-

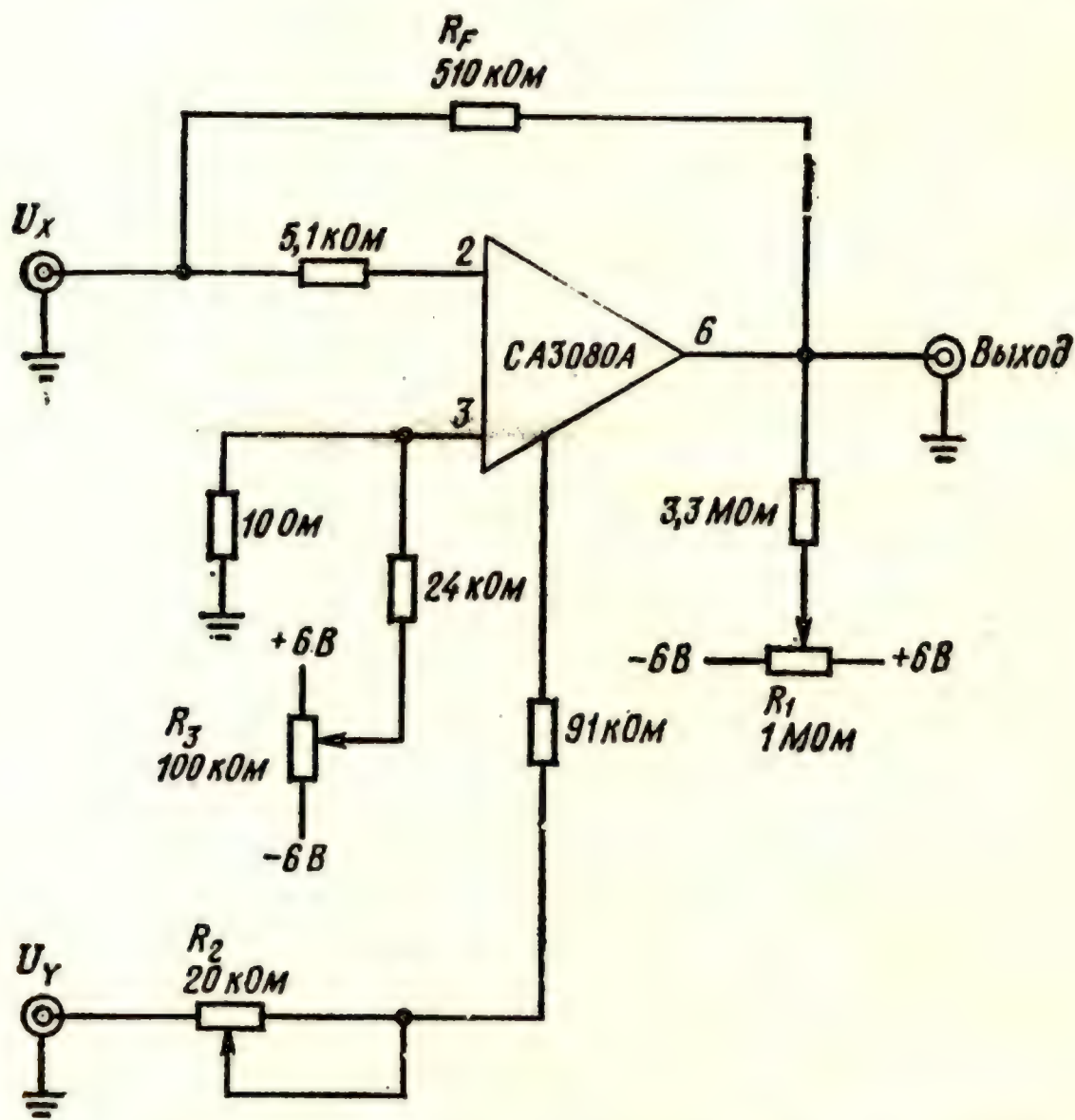


Рис. 10.23. Аналоговый перемножитель на ИТУН.

рования в пределах приблизительно $\pm 7\%$ полной шкалы, добавлены соответствующие регулировки. Все же управление

работой этой схемы осуществляется с помощью трех регулировок, а именно: включенный на выходе потенциометр R_1 компенсирует незначительные отклонения соотношения ток — передача ИТУН (в противном случае это приводило бы к симметричности выходного сигнала относительно ненулевого уровня тока); подключенный ко входу U_Y потенциометр R_2 устанавливает крутизну g_m схемы при подаче соответственно нулевого сигнала на вход Y , равной значению шунтирующего схему фиксированного резистора; потенциометр R_3 компенсирует возникающую вследствие разности входных токов погрешность.

Для регулировки приведенной на рис. 10.23 схемы используется следующая процедура.

1. Установить потенциометр R_1 в среднее положение.
2. Заземлить входы X и Y .
3. Регулировкой потенциометра R_3 добиться нулевого напряжения на выходе схемы.
4. Оставить вход Y заземленным, а на вход X подать сигнал от генератора с низким значением выходного полного сопротивления. (Требуется обязательно использовать источник сигнала с низким полным сопротивлением. При этом минимизируется любое изменение балансировки крутизны g_m в нулевой точке, вызываемое разностью входных токов входа Y , которая представляет собой ток $I_{уту} \approx 50$ мкА).
5. Регулировкой потенциометра R_2 добиться нулевого напряжения на выходе схемы. При такой регулировке устанавливается соответствующее значение крутизны g_m ИТУН, при которой осуществляется компенсация выходного сигнала. При этом выходной ток отводится через сопротивление обратной связи R_F .
6. Заземлить вход X , а на вход Y подать сигнал от генератора с низким значением выходного полного сопротивления.
7. Регулировкой потенциометра R_3 добиться нулевого напряжения на выходе схемы.

Такие регулировки являются взаимозависимыми, поэтому для обеспечения хороших характеристик схемы необходимо повторить данную процедуру.

10.8.3. Перемножитель на ИТУН с транзисторным входом

На рис. 10.24 приведена схема перемножителя на ИТУН, в которой на входе Y вместо «токового» резистора используется $p-n-p$ -транзистор. Преимущество изображенной на рис. 10.24 схемы заключается в более высоком входном сопротивлении, что обеспечивается соответствующим коэффициентом усиления по току $p-n-p$ -транзистора. Введение в схему дополнительного эмиттерного повторителя, включаемого на вход $p-n-p$ -транзистора, еще более увеличивает коэффициент усиления по току и значительно снижает влия-

ние на работу схемы температурно-зависимых характеристик перехода база — эмиттер $p-n-p$ -транзистора (и, возможно, входного напряжения смещения из-за напряжения перехода база — эмиттер).

На рис. 10.25 показаны выходные сигналы приведенной на рис. 10.24 схемы. Выходные сигналы схемы, используемой в

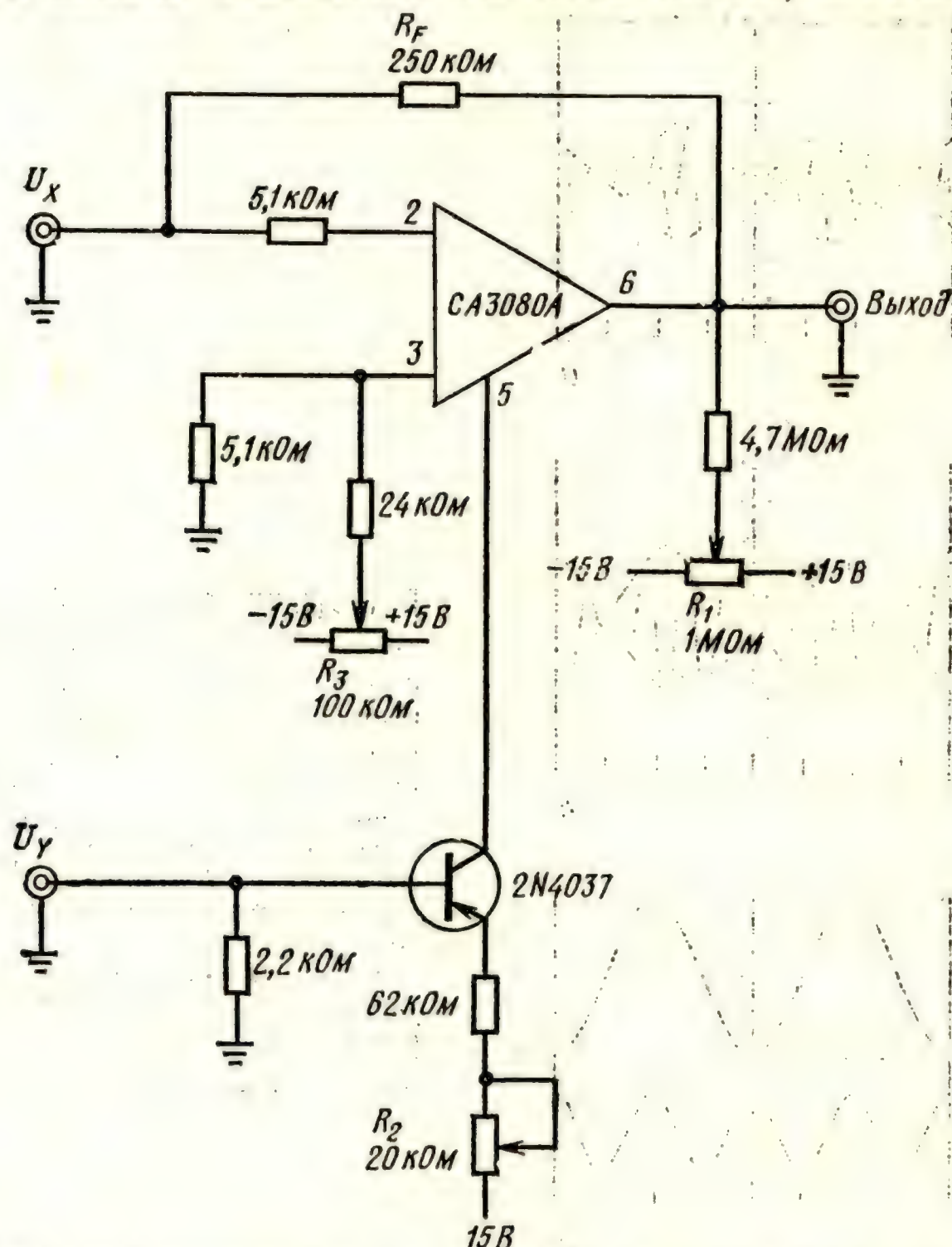


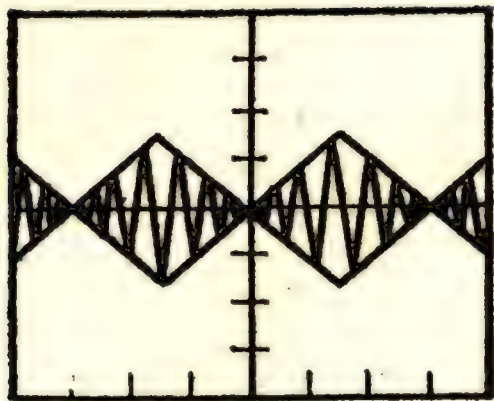
Рис. 10.24. Перемножитель на ИТУН с транзисторным входом Y .

качестве генератора с подавленной несущей, приведены на рис. 10.25, *а* и *б*. При использовании этой схемы для возведения входного сигнала в квадрат форма выходного сигнала имеет показанный на рис. 10.25, *в* и *г* вид (соответственно для синусоидального и треугольного входных сигналов).

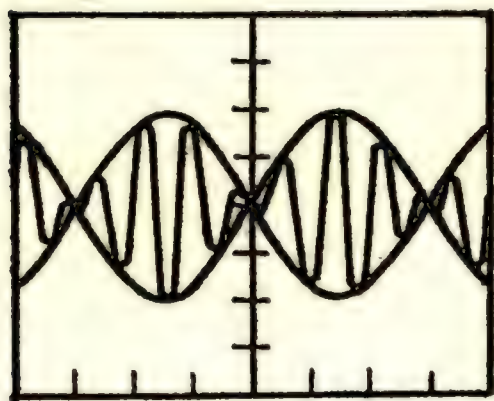
При использовании источника питания с напряжениями ± 15 В (как показано на рис. 10.24) оба входных сигнала могут быть до ± 10 В. Регулировки приведенных на рис. 10.24 и 10.23 схем идентичны.

10.9. ИТУН с каскадами усиления тока на выходе

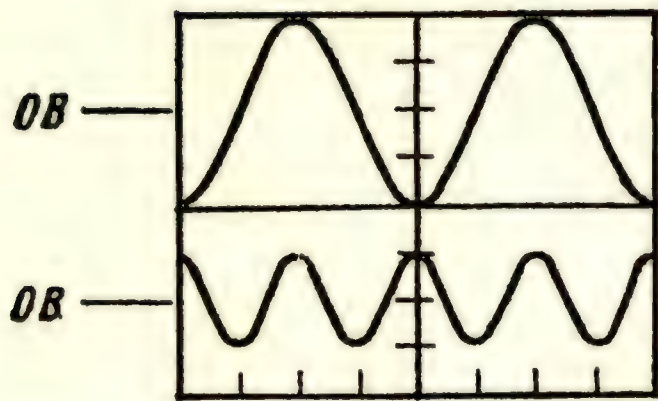
Для реализации схем, обеспечивающих высокий коэффициент усиления и большой выходной ток, можно к ИТУН подключать другие схемные элементы. Например, в описанную



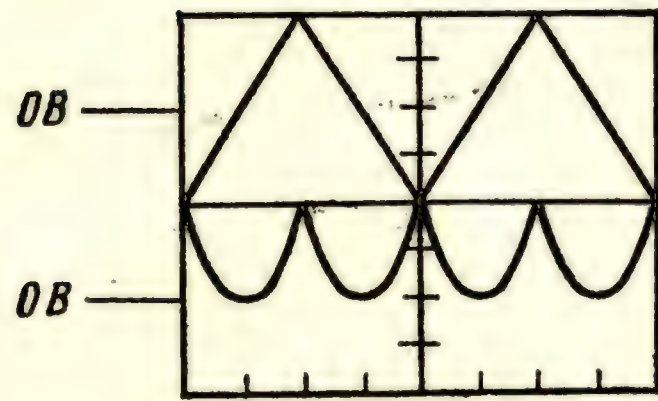
a



б



в



г

Рис. 10.25. Эпюры напряжений аналогового перемножителя.

a — 500 мВ/дел., 200 мкс/дел., на входе U_y треугольный входной сигнал с частотой 700 Гц и двойной амплитудой 5 В; на входе U_x несущее колебание с частотой 21 кГц и двойной амплитудой 13,5 В; *б* — 500 мВ/дел., 200 мкс/дел., на входе U_y модулирующий сигнал с частотой 700 Гц и двойной амплитудой 5 В; *в* — верхняя кривая: входной сигнал на X и Y, 2 В/дел., 1 мс/дел., 200 Гц, нижняя кривая: выходной сигнал, 500 мВ/дел., 1 мс/дел., 400 Гц; *г* — аналогично случаю *в*.

в разд. 10.4 схему выборки и хранения можно ввести полевой транзистор с изолированным затвором. В результате этого коэффициент усиления по напряжению достигает 100 дБ. Реальный же коэффициент усиления общей схемы равен произведению крутизны ИТУН и выходного сопротивления (который в типовом случае составляет 142 000 или 103 дБ). Таким образом, общий коэффициент усиления определяется характеристиками ИТУН. Однако размах выходного напряжения и тока связан в основном с параметрами полевого транзистора с изолированным затвором (и нагрузкой истока).

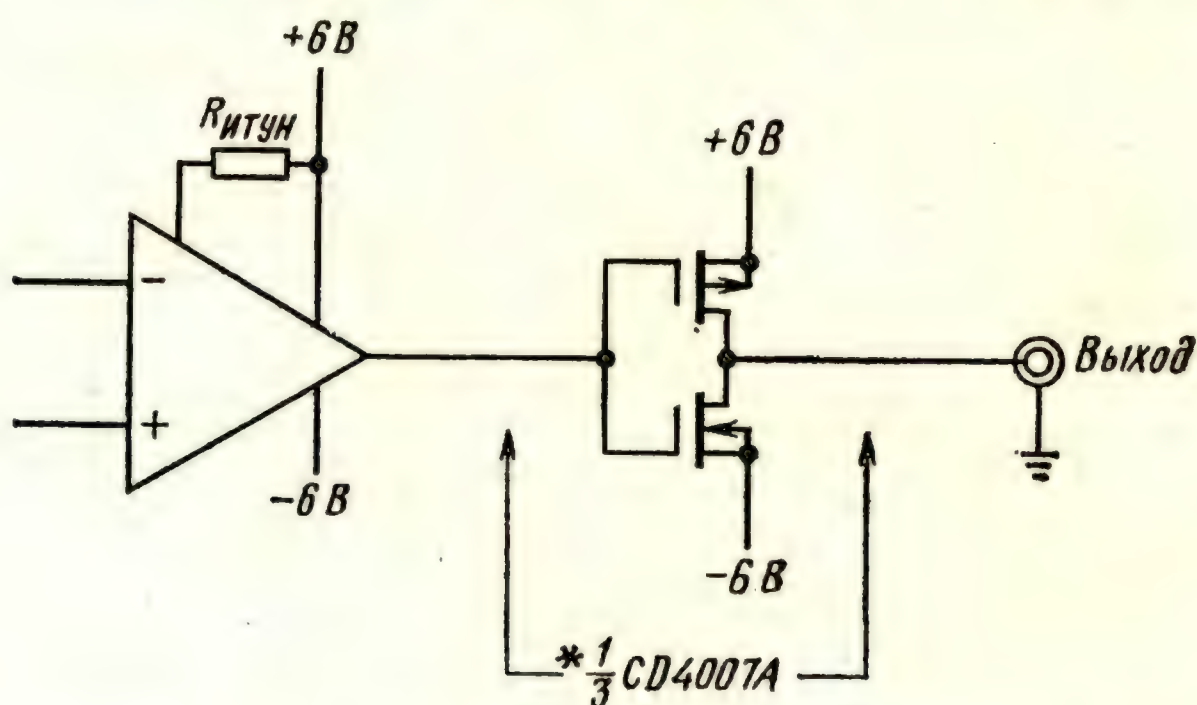


Рис. 10.26. Схема усилителя с разомкнутой петлей обратной связи и высоким выходным током, реализованная на ИТУН с полевыми МОП-транзисторами.

* Дополнительный токовый выход можно получить при параллельном подключении к единственному показанному каскаду двух оставшихся в микросхеме CD4007A усилителей.

На рис. 10.26 приведена схема включения ИТУН совместно с инвертором/усилителем на транзисторах с изолированным затвором, которая представляет собой простой усилитель с разомкнутой петлей обратной связи. Используемый прибор с изолированным затвором составляет одну треть часть К/МОП-инвертора CD4007A фирмы RCA. (Термин К/МОП используется фирмой RCA для обозначения МОП-приборов с дополнительной симметрией.) Типовое значение коэффициента усиления по напряжению каждого из этих трех инверторов/усилителей в микросхеме CD40074A равно 30 дБ. При таком коэффициенте усиления и типовом значении коэффициента усиления ИТУН в 100 дБ, получаем общий коэффициент усиления по напряжению этой схемы около 130 дБ. (Следует отметить, что коэффициент усиления ИТУН зависит от тока $I_{уту}$, который в свою очередь устанавливается сопротивлением $R_{ИТУН}$.)

Существует несколько схемных конфигураций, пригодных для совместного использования ИТУН и МОП-инверторов/уси-

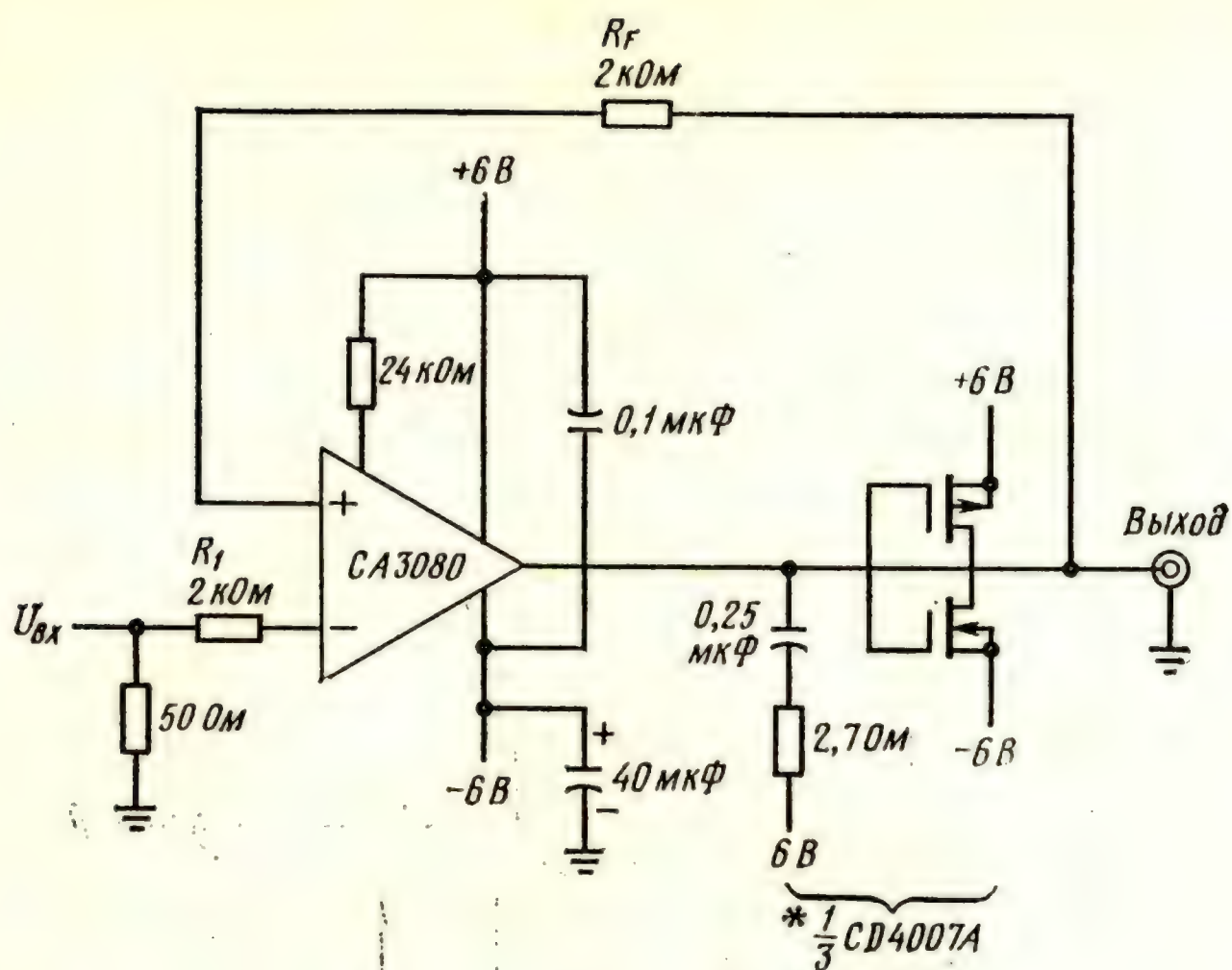


Рис. 10.27. Усилитель с единичным коэффициентом передачи и повышенной нагрузочной способностью по току, реализованный на ИТУН с полевыми МОП-транзисторами.

* См. на рис. 10.26.

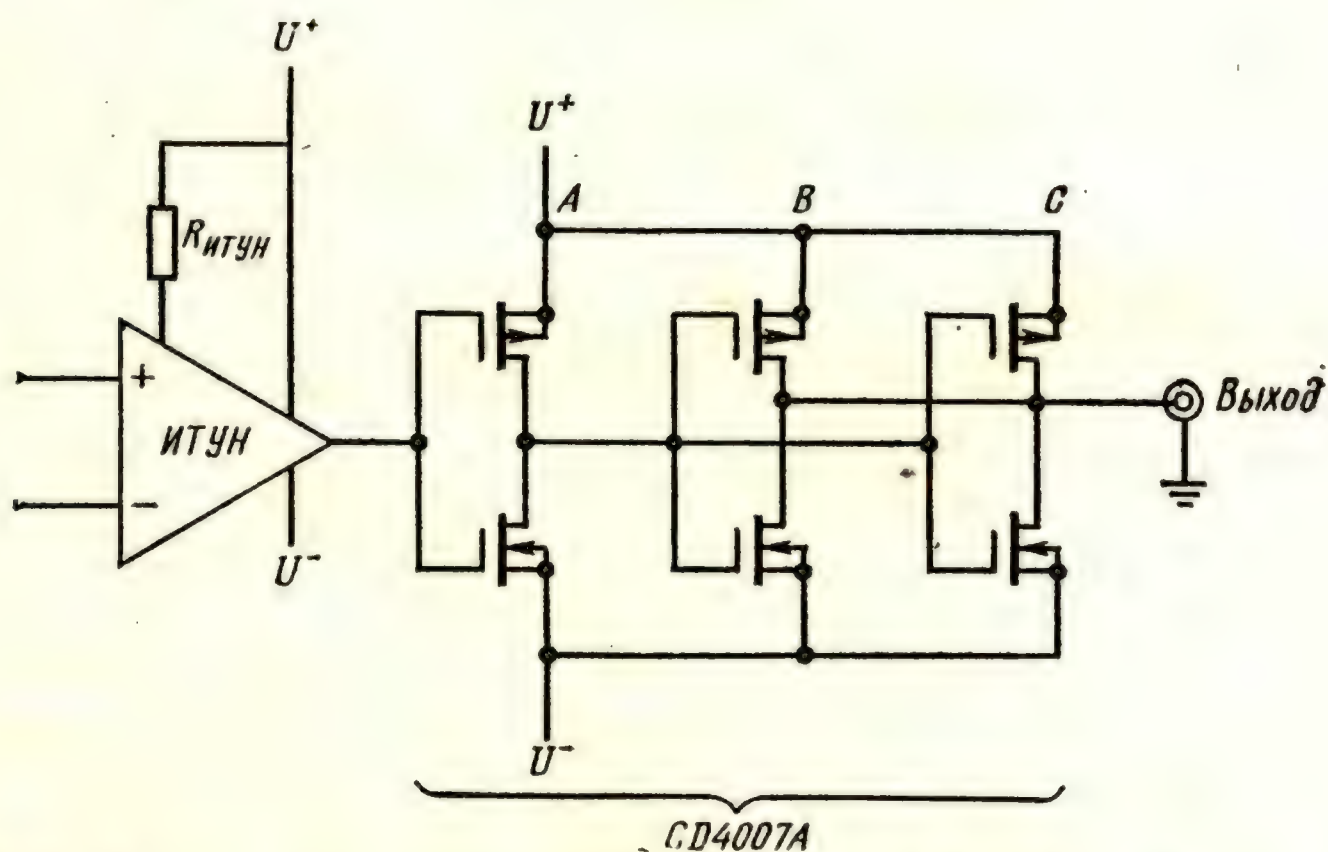


Рис. 10.28. Схема усилителя с разомкнутой петлей обратной связи, высоким значением выходного тока и повышенным коэффициентом усиления, реализованная на ИТУН и тремя каскадами на полевых МОП-транзисторах.

лителей. Некоторые из них предназначены для обеспечения дополнительного усиления, в то время как другие — для увеличения нагрузочной способности по току.

В изображенной на рис. 10.27 схеме при единичном коэффициенте усиления (одинаковые номиналы резисторов R_F и R_1) обеспечивается повышенная нагрузочная способность.

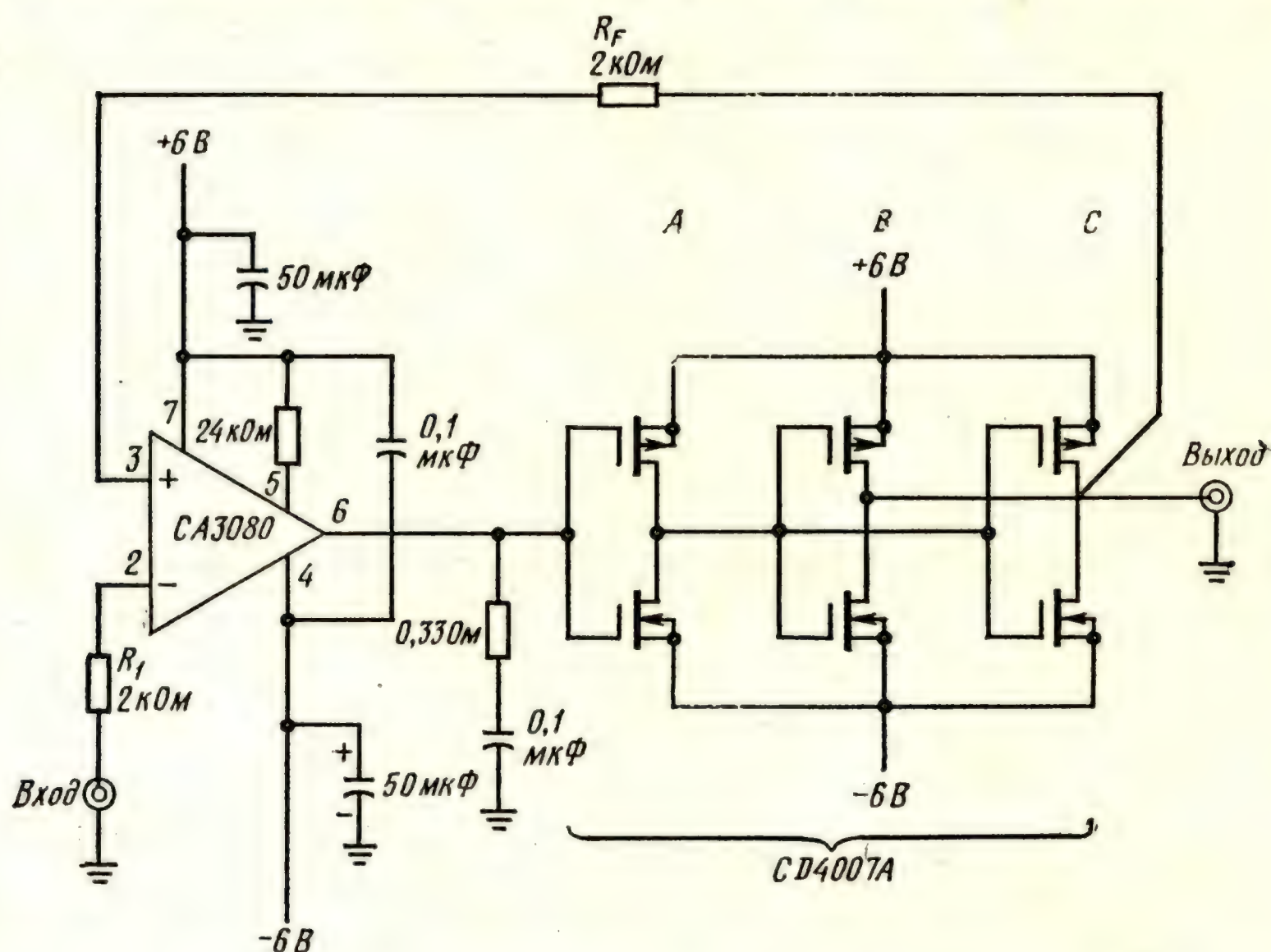


Рис. 10.29. Усилитель с единичным коэффициентом передачи и повышенной нагрузочной способностью по току, реализованный на ИТУН с тремя каскадами на полевых МОП-транзисторах.

схемы по току. МОП-инвертор/усилитель (одна треть микросхемы CD4007A) может выдавать или принимать ток порядка 6 мА.

Коэффициент усиления по напряжению порядка 160 дБ и нагрузочную способность по выдаваемому или принимаемому току около 12 мА обеспечивает приведенная на рис. 10.28 схема. Такой коэффициент усиления по напряжению реализуется в режиме без обратной связи. ИТУН имеет коэффициент усиления порядка 100 дБ, МОП-инвертор/усилитель A — около 30 дБ; параллельно соединенные инверторы/усилители B и C обеспечивают оставшийся коэффициент усиления 30 дБ. Вследствие параллельной работы по выходам B и C обычная нагрузочная способность (6 мА) удваивается и составляет 12 мА.

Приведенная на рис. 10.29 схема при единичном коэффициенте передачи (одинаковые номиналы резисторов R_F и R_1) обеспечивает повышенную нагрузочную способность.

Соединенные параллельно выходы B и C создают нагрузочную способность по вытекающему или втекающему току приблизительно 12 мА.

10.10. Схемы на ИТУН с несколькими устойчивыми состояниями

С помощью соответствующей регулировки тока $I_{уту}$ можно установить очень маленький ток потребления ИТУН. Аналогичным образом, МОП-инверторы/усилители при их использовании в ключевых режимах потребляют незначительный ток. Ключ на МОП-инверторе/усилителе потребляет ток в переходном режиме; в тех же случаях, когда напряжение выходного сигнала имеет максимальное положительное или отрицательное значение, этот ток незначителен. Низкие мощностные характеристики ИТУН по опорному току в сочетании с параметрами МОП-инвертора/усилителя идеально соответствуют предъявляемым требованиям к точностным характеристикам схем с несколькими устойчивыми состояниями (аналогично рассмотренным в гл. 4 схемам мультивибраторов).

10.10.1. Мультивибратор на ИТУН

На рис. 10.30 представлена схема на ИТУН и МОП-инверторе/усилителе, которая представляет собой астабильный (автоколебательный) мультивибратор. Как следует из приведенных уравнений, рабочая частота колебаний задается номиналами сопротивления обратной связи R и конденсатора C , а также резисторами R_1 и R_2 . Поскольку резисторы R_1 и R_2 также участвуют и в формировании выходного полного сопротивления этой схемы, необходимо найти компромиссное решение при выборе номиналов R и C . Как обычно, номинал сопротивления $R_{итун}$ выбирается исходя из предъявленных к току $I_{уту}$ требований (разд. 10.2). В схемах с несколькими устойчивыми состояниями ток $I_{уту}$ устанавливается таким образом, чтобы ИТУН потреблял минимальную мощность, но был достаточен для задания режима работы инвертора/усилителя, соответствующего требуемому размаху выходного напряжения. При использовании указанных на схеме номиналах элементов частота выходного сигнала составляет приблизительно 7,7 кГц, а размах выходного напряжения лежит в пределах от U^+ до U^- (около 12 В).

10.10.2. Одновибратор на ИТУН

На рис. 10.31 представлена схема на ИТУН и МОП-инверторе/усилителе, которая представляет собой моностабильный (ждуший) мультивибратор. Как правило, ждуший мульт-

тивибратор используется для формирования выходных импульсов некоторой вполне определенной длительности T , независимо от длительности и частоты входных запускающих импульсов. Как следует из приведенных уравнений, длительность T выходных импульсов определяется номиналами емкости обратной связи C и сопротивления R , а также резисторами R_1 и R_2 .

Соотношение между напряжениями U^+ , U^- и U_d также оказывает влияние на длительность выходного импульса. Следует отметить, что напряжение U_d , т. е. напряжение на входном диоде в типовом случае равно 0,5 В. Соответственно сопротивление $R_{итун}$ используется для регулировки ИТУН таким образом, чтобы он обеспечивал достаточный выходной сигнал для задания требуемого выходного напряжения МОП-инвертора/усилителя. Поскольку резисторы R_1 и R_2 определяют выходное полное сопротивление этой схемы, требуется также обеспечить компромиссное решение при выборе номиналов резисторов R_1 , R_2 , R и конденсатора C .

10.10.3. Пороговый детектор на ИТУН

На рис. 10.32 приведена схема на ИТУН и МОП-инверторе/усилителе, которая представляет собой *пороговый детектор*. Точка порога устанавливается с помощью соответствующего выбора номиналов резисторов R_1 и R_2 , а также

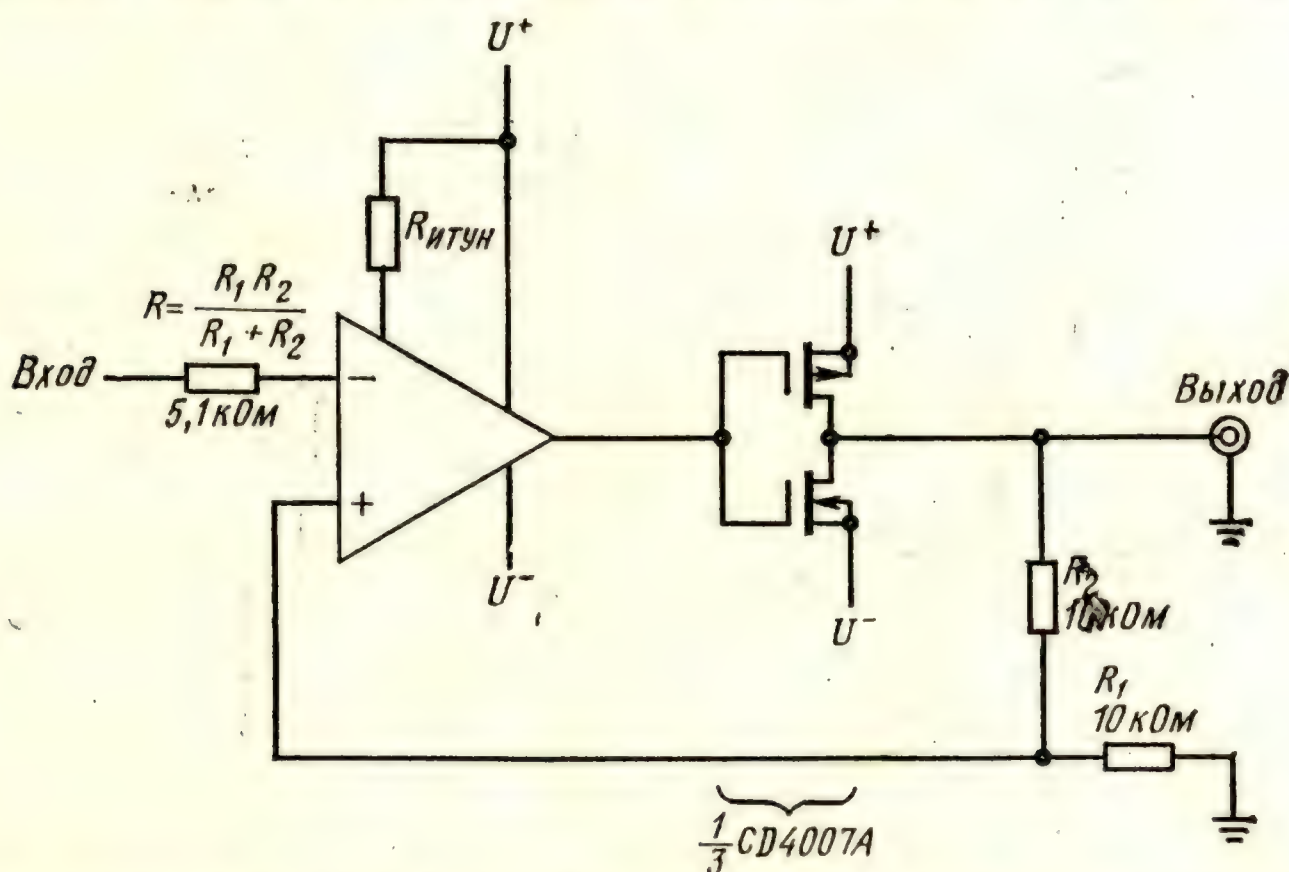


Рис. 10.32. Пороговый детектор на ИТУН и МОП-транзисторах.
 $\pm$ Напряжение порога = $\pm$ напряжение источника питания ($R_1/(R_1 + R_2)$).

напряжения источника питания. Опорная потребляемая мощность определяется током $I_{уту}$, который, как обычно, зависит от значения сопротивления $R_{итун}$ (разд. 10.2).

Опорная потребляемая мощность показанных на рис. 10.30—10.32 схем в типовом случае составляет 6 мВт.

Однако значение этой опорной мощности может при изменении номинала сопротивления $R_{итун}$ находиться и в микро-мощном диапазоне. Также для обеспечения большего выходного тока любой из приведенных на рис. 10.30—10.32 схем параллельно единственному каскаду инвертора/усилителя можно подключить два оставшихся в микросхеме RCA CD4007A инвертора/усилителя. Каждый из этих трех элементов микросхемы CD4007A будет обеспечивать втекающий или вытекающий ток около 6 мА. Следовательно, параллельное включение всех трех элементов позволит обеспечить втекающий или вытекающий ток схемы порядка 18 мА.

10.11. Микро-мощные компараторы на ИТУН

На рис. 10.33 представлена схема микро-мощного компаратора, реализованного на ИТУН и двух МОП-инверторах/усилителях. Выходной сигнал этой схемы пропорционален дифференциальному сигналу на входах ИТУН. При одинаковых уровнях сигнала на обоих входах выходной сигнал

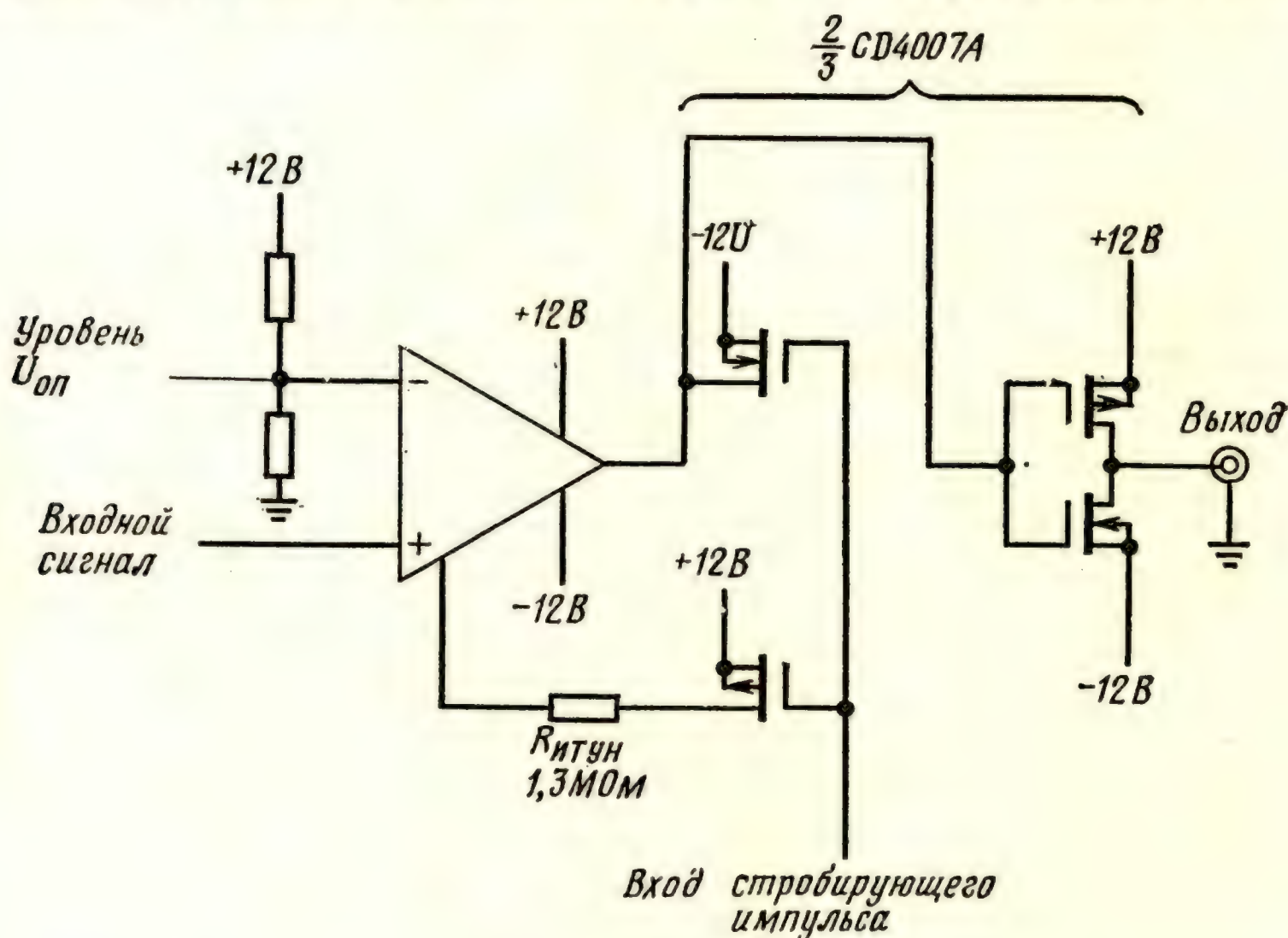


Рис. 10.33. Микро-мощный компаратор на ИТУН и двух каскадах на МОП-транзисторах.

отсутствует. С помощью показанной на рис. 10.33 цепи делителя напряжения любой из входов (инвертирующий или неинвертирующий) при необходимости можно отрегулировать на определенный опорный уровень напряжения. При этом выходной сигнал пропорционален разности уровней напряжения входного сигнала и опорной точки.

Эта схема «включается» только при наличии стробирующего или запускающего импульса. Опорная мощность потребления схемы составляет приблизительно 10 мкВт, при стробировании же схемы ИТУН потребляет 420 мкВт. В этих условиях схема реагирует на дифференциальный входной сигнал порядка 6 мкс. При уменьшении номинала резистора $R_{итун}$ характеристическое время схемы можно снизить до приблизительно 150 нс. Однако при этом опорная рассеиваемая мощность возрастает до 20 мкВт.

Диапазон синфазных сигналов на дифференциальном входе этой схемы лежит в пределах приблизительно от -1 до $+10$ В. Коэффициент усиления по напряжению схемы примерно равен 130 дБ.

Приложение

Отечественные полупроводниковые приборы — аналоги зарубежных полупроводниковых приборов, приводимых в книге. (Указанные аналоги не являются точными, их рекомендуется использовать для реализации схем устройств, помещенных в данной книге.)

Зарубежные полупроводниковые приборы

Отечественные полупроводниковые приборы

Диоды

1N914
1N2069
1N4001
1N4003
MSS1000
HD6001

КД521А
Д219А
Д214
Д210
Д223
2Д401А

Диодные блоки

1N2071
MDAД920-4
MDA990-3

КЦ402А
КЦ401Б
КЦ410В

Стабилитроны

1N1817
1N4114
1N4738
1N5361
MN400-23
MN500-23

Д815Е
Д816А
Д815В
Д815Г
Д816Б
Д816В

Тристоры

2N4442
2N5064
2N6071А
2N6071В
2N6345
2N6402
MAC10-4
MAC92А-4
MPU131
MPU133

2У207Д
2У202Н
2У208Г
2У208Г
2У208Г
2У202Н
2У208Г
2У208Г
КУ102Г
КУ102Г

Оптроны (оптопары)

2N25
2N26

АОТ122А
АОТ110А

Транзисторы

2N217	МП20А
2N332	МП111
2N456	П210В
2N489	КТ117
2N514	П213А
2N1380	2Т203Б
2N3227	КТ312Б
2N4037	2Т203Б
2N4401	КТ201А
2N4403	КТ814А
2N4852	КТ117
2N4870	КТ117
2N5301	2Т912А
2N5591	КТ902А
2N6255	2Т306В
2N6282	
2N6285	
МJE205	КТ819Б
МJE230	КТ814А
МPS918	2Т201А
МPS3394	2Т201А
МPS3636А	МП16Б
МPS3638А	КТ351А
МPS6512	2Т203Б
МPS6516	2Т203Б
МPS6560	КТ807Б
МPS6561	КТ807Б
МPS6562	КТ350А
МPS6563	КТ350А
МPSA05	КТ807Б
МPSA12	2Т201А
МPSA55	КТ350А
МPSU01	КТ807Б
МPSU51	КТ626Б

Полевые транзисторы

3N126	2П302А
3N128	2П313А
3N138	2П313А
3N141	2П302А
2N3822	2П302В
2N4351	2П305А
2N5457	2П302А
RCA40468	2П313А

Фототранзисторы

MRD300

Интегральные операционные усилители

МС1531	К140УД7
МС1741	К140УД6
СА3078Т	К140УД14
СА3033	К140УД6
СА3060	
СА3080А	

Предметный указатель

Автоколебательный (астабильный) мультивибратор 334
Активный фильтр 151
АМ-детектор 86, 293
Аналоговый ключ 190
АРГ-АРУ 81, 84
Аттенюатор 139, 154

Бесконтактный ключ 206
Бестрансформаторный усилитель 47
Блокинг-генератор 130
Блокировка 47

Варикап, перестройка радиочастотной схемы 79
Верхних частот фильтр (срез нижних частот) 21, 140, 146
Восстановление постоянной составляющей 166
Вторичный пробой 57
Выборка и хранение 314

Генератор 115
— гармонический 117
— линейного ступенчатого сигнала 296
— LC 115
— на двойном Т-образном мосте 128
— пилообразного сигнала 296
— релаксационный на ОПТ 233
— синусоидальный 286
— — на ОПТ 245
— угловой 291
Гиратор 318
ГУН 254

Дарлингтона составные схемы 47, 55
Датчик температуры 290
Двунаправленный триодный тиристор 200
Двусторонний ключ 202
Двусторонний ограничитель 159
Двухполупериодная мостовая схема 94
Двухполупериодный источник питания 93
Двухтактный усилитель 30
Делитель 256
Детектор амплитудный 293
— отношения 86
— пороговый 336
— радиочастотный 85
— ЧМ 86
Диак 201, 219
Дифференциальные вход и выход 288
Дифференциальный усилитель 52, 272
Добротность (РЧ) 68
Дрейф в прерывателях 178

Емкость (частотные ограничения) 19

Ждущий мультивибратор 334

Запуск 205
— источник (триак) 200
— на ОПТ 237

Защита источника питания
от короткого замыкания 57
от перегрузок 110

ЗЧ (звуковые частоты) 7

Избирательность 68
Инвертор 112
Индуктивная связь в усилителе 24
Индуктивность искусственная 318
— радиочастотной катушки 70
— частотные ограничения 22
Интегрирующий усилитель 269
Искажение переходное 32, 38, 60, 64
Источник питания 92
ИТУН 301

Квазикомплементарный усилитель 54
Кварцевый генератор 115

КДК 202

Классы усилителя 27—33

Ключ аналоговый 190

КОК 202

Колпитца генератор 116

Комбинированный усилитель 46

Коммутаторы на аналоговых ключах 191

Компараторы на ИТУН 337

Комплементарный усилитель 40, 54, 55

Конвертер постоянного напряжения 112

— радиочастотный 83

Конденсатор развязывающий 20

— связи усилителя 20, 24

— шунтирующий 19, 20

Крутизна 301

— полевого транзистора 36

КУВ 194

КУК 197

Линейный ступенчатый сигнал, генератор 296

Линейный участок кривой 28

Микромощный компаратор 337

Миллера эффект 73

Многокаскадный усилитель 37, 47

Модулятор 319

Мультивибратор 134, 334

— автоколебательный 334

— моностабильный 334

— на ОПТ 251

Мультиплексор 295, 309

Нагрузка коллекторная 72

— сопротивление 8

— ток 8

Нагрузочная линия 10

Наклон 27

Непосредственная связь в усилителе 24, 40

Нижних частот фильтр (подавление верхних частот) 140, 144, 151

Обратная связь 34

— — в усилителе 39

— — отрицательная 10, 39

— — положительная 39

— — радиочастотная 73

— — эмиттерная 9

Общий коллектор 49

Ограничивающий усилитель 38

Ограничитель 158

— со смещением 165

Одновибратор 334

Однополупериодный источник питания 92

ОПТ 229

Оптопары 213, 222

Остаточное напряжение и ток прерывателя 173

Отрицательная обратная связь 10, 39

ОУ 260

Паразитные сопротивления 22

Параллельный ограничитель 161

Параллельный стабилизатор напряжения 103

Передающая характеристическая кривая 12

Переключающие схемы 172

Перестраиваемый усилитель 75

Переходное искажение 32, 60, 64

Пилообразный сигнал, генератор на ОПТ 245

Пирса генератор 117

П-образный фильтр 146

Полевой транзистор в прерывателе 178

— — — усилителе 178

— — нулевой температурный коэффициент 44

Положительная обратная связь 39
 Полное сопротивление паразитное 22
 — — согласование 72
 — — цепи связи усилителя 23
 — — частотная зависимость 17
 Полосно-заграждающий фильтр 148
 Полосно-пропускающий фильтр 142, 149, 152
 Полосовой усилитель 274
 ПОПТ 229
 Пороговый детектор 336
 Последовательный стабилизатор напряжения 106
 Преобразователь напряжение-напряжение 285
 — напряжение-ток 283
 Прерыватель 172
 Побочный вторичный 57
 Прямоугольное колебание, генератор 134
 — — преобразование 168

 Рабочая точка 8
 — — усилителя 27
 Радиочастотные схемы 66
 — — расчет катушки 70
 Развязывающий конденсатор 20
 Разностный усилитель 282
 Регенеративный усилитель (ОПТ) 252
 Регулирование усиления 319
 Регулируемая задержка 205
 Режим блокировки (полевой транзистор) 47
 Резистивно-связанный усилитель 23
 Резонансные цепи 66
 Релаксационный генератор 233
 Реле светочувствительное 216
 RC-генератор 126
 RC-межкаскадная связь 23
 RC-фильтр 21, 40

 Светочувствительный резистор 212
 Сдвоенная схема *Дарлингтона* 55
 Сдвоенный изолированный затвор, прерыватель 188
 Синусоидальный генератор 245, 286
 Синфазный сигнал 53
 Смеситель радиочастотный 83
 Смещение 7
 — стабилизация 9
 Солнечная батарея 212
 Сопротивление нагрузки 8
 Сопряжение цифровое 217
 Срез нижних частот, фильтр 21
 — характеристики низкочастотный 39
 Стабилизатор с большим током нагрузки 108
 Стабилизаторы 99
 Стабилизация на стабилитроне 100
 — смещения 9
 — тока 109
 Суммирующий усилитель 268

 Таймер 257
 Температурный коэффициент 44
 Тепловое неуправляемое возрастание мощности 60
 Тиристор 181, 217
 — включение 237
 Ток базы 10
 — нагрузки 8
 Транзисторный усилитель 33
 Трансформаторная связь в усилителе 25, 63
 Трехфазная схема источника питания 95
 Триаки 200

 Угловой генератор 291
 Удвоение и утроение напряжения 98
 Удлинитель 154
 Узкополосный фильтр 153
 Умножитель двухквadrантный 323
 — радиочастотный 77
 — четырехквadrантный 324

Управление на ОПТ 239
 — с помощью мощного транзистора 226
 — усилением 319
 — фазовое 203, 258
 — фотоприборами 215
 — цифровое 217
 — электродвигателем 208
 — электронагревателем 207
 — электронное 193
 Управляемый вентиль 194
 Управляемый $p-n-p-n$ -ключ 197
 Управляющие фотоприборы 211
 Усиление тока, выходной каскад (ИТУН) 329
 Усилитель двухтактный 30
 — дифференциальный 52
 — интегрирующий 269
 — классификация 27
 — комбинированный 46
 — комплементарный 40
 — многокаскадный 37, 47
 — мощности радиочастотный 75
 — на полевых транзисторах 36, 41
 — напряжения 38
 — — радиочастотный 71
 — непосредственная связь 40
 — полосовой 274
 — разностный 282
 — регенеративный на ОПТ 252
 — с высоким входным полным сопротивлением 280
 — — единичным коэффициентом передачи 277
 — суммирующий 268
 — транзисторный 33
 — цепи связи 23

 Фазовое управление 195, 203, 258
 — — инверсия 39
 Фазорасщепитель 51
 Фиксатор 166
 Фильтр 21, 139
 — активный 151
 — влияние на форму прямоугольного колебания 168
 — источника питания 100
 — LC 144
 — RC 140
 — типа К 145
 Формирующие схемы 139
 Фототиристор 212
 Фотоэлемент 211, 223

 Характеристическая кривая 12
 — — транзистора 28
Хартлея генератор 116

 Цепи межкаскадной связи
 влияние на частотную характеристику 26
 на конденсаторах 24
 усилителя 23
 Цифровое сопряжение 222
 — управление 217

 Частотная зависимость элементов усилителя 17
 Частотная характеристика (усилителя) 26
 Частотные ограничения емкостей 19
 — — индуктивностей 22
 — — резисторов 19
 — — транзисторов 18
 ЧМ-дискриминатор 86

 Шмитта триггер 137
 Шунтирование эмиттера 35
 Шунтирующий конденсатор 19

 Электронное управление 193
 Эмиттерная обратная связь 9
 Эмиттерно-связанный усилитель 52
 Эмиттерный повторитель 47

Оглавление

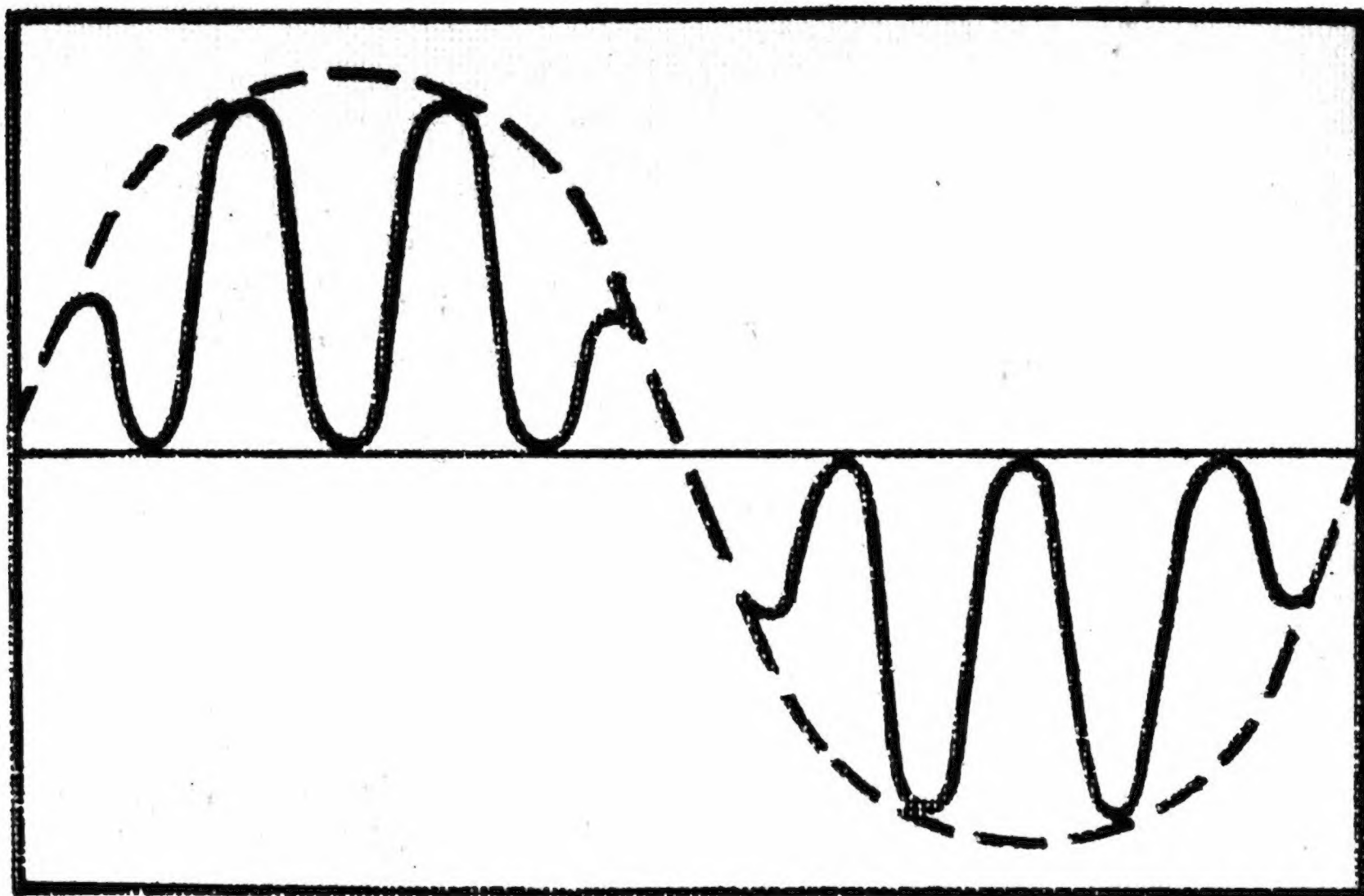
Предисловие редактора перевода	5
Предисловие	6
Глава 1. Схемы звуковых частот	7
1.1. Цепи смещения	7
1.2. Частотная зависимость элементов усилителя	17
1.3. Цепи связи усилителей	23
1.4. Классификация усилительных схем	27
1.5. Основные схемы транзисторных усилителей	33
1.6. Многокаскадные транзисторные усилители	37
1.7. Транзисторные усилители с непосредственной связью	40
1.8. Бестрансформаторные многокаскадные усилители диапазона звуковых частот	47
1.9. Примеры бестрансформаторных многокаскадных схем усилителей диапазона звуковых частот	57
1.10. Многокаскадные усилители на биполярных транзисторах с трансформаторной связью	62
Глава 2. Радиочастотные схемы	66
2.1. Резонансные цепи радиочастотных усилителей	66
2.2. Типы перестраиваемых усилителей	70
2.3. Перестраиваемые схемы на варикапах	79
2.4. Примеры схем радиочастотных усилителей напряжения	79
2.5. Схемы смесителей и конверторов	83
2.6. Схемы АРГ-АРУ в радиочастотных усилителях	84
2.7. Детекторы	85
2.8. Примеры радиочастотных усилителей мощности	87
Глава 3. Схемы источников питания	92
3.1. Однополупериодные схемы	92
3.2. Двухполупериодные схемы	92
3.3. Двухполупериодные мостовые схемы	94
3.4. Трехфазные схемы	95
3.5. Схемы с удвоением и утроением напряжения	98
3.6. Схемы стабилизации	99
3.7. Схемы защиты от перегрузок	110
3.8. Схемы преобразования постоянного напряжения	112
Глава 4. Схемы генераторов	115
4.1. LC- и кварцевые генераторы	115
4.2. Схемы RC-генераторов	126
4.3. Схемы генераторов на двойном Т-образном мосте	128
4.4. Схемы блокинг-генераторов	130
4.5. Схемы мультивибраторов	134
Глава 5. Фильтры, аттенюаторы и формирующие схемы	139
5.1. Основы теории фильтров	139
5.2. Схемы RC-фильтров	140
5.3. Схемы LC-фильтров	144
5.4. Схемы активных фильтров	151
5.5. Схемы аттенюаторов и удлинителей	154
5.6. Схемы органичителей	158
5.7. Схемы восстановления постоянной составляющей	166
5.8. Преобразование прямоугольных колебаний	168

Глава 6. Схемы переключения	172
6.1. Основные схемы прерывателей	172
6.2. Схемы прерывателей на биполярных транзисторах	173
6.3. Схемы прерывателей на полевых транзисторах	178
Глава 7. Электронные схемы управления	193
7.1. Электронные управляющие приборы	193
7.2. Типовые электронные схемы управления	203
7.3. Управляющие фотоприборы	211
7.4. Цифровые электронные схемы управления	217
Глава 8. Схемы на однопереходных и программируемых однопереходных транзисторах	229
8.1. Введение	229
8.2. Основные схемы релаксационных генераторов на ОПТ	233
8.3. Схемы включения на ОПТ для управления тиристорами	237
8.4. Генераторы пилообразных сигналов на ОПТ	245
8.5. Мультивибраторы на ОПТ	251
8.6. Регенеративные усилители на ОПТ	252
8.7. Типовые схемы на ПОПТ	254
Глава 9. Схемы на операционных усилителях	260
9.1. Основные интегральные ОУ	260
9.2. Основные схемы включения интегрального ОУ	262
9.3. Суммирующие усилители на ОУ	268
9.4. Интегрирующие усилители на ОУ	269
9.5. Дифференцирующие усилители на ОУ	272
9.6. Узкополосные усилители на ОУ	274
9.7. Широкополосные усилители на ОУ	275
9.8. Усилители на ОУ с единичным коэффициентом передачи	277
9.9. Быстродействующие усилители на ОУ с единичным коэффициентом передачи	278
9.10. Усилители на ОУ с высоким входным полным сопротивлением	280
9.11. Разностные усилители на ОУ	282
9.12. Преобразователи напряжение — ток на ОУ	283
9.13. Преобразователи напряжение — напряжение на ОУ	285
9.14. Генераторы на ОУ низкочастотных синусоидальных сигналов	286
9.15. Схемы на ОУ с дифференциальным входом и дифференциальным выходом	288
9.16. Датчики температуры на ОУ	290
9.17. Угловые генераторы на ОУ	291
9.18. Амплитудные детекторы на ОУ	293
9.19. Схемы мультиплексоров на ОУ	295
9.20. Генераторы линейных ступенчатых и пилообразных сигналов на ОУ	296
Глава 10. Схемы на управляемых напряжением источниках тока	301
10.1. Основные схемы ИТУН	302
10.2. Основные схемы включения ИТУН	304
10.3. Мультиплексоры на ИТУН	309
10.4. Схемы выборки и хранения на ИТУН	314
10.5. Гираторы на ИТУН (искусственная индуктивность)	318
10.6. Схемы с регулируемым усилением и модуляторы	319
10.7. Двухквадрантные перемножители на ИТУН	323
10.8. Четырехквадрантные перемножители на ИТУН	324
10.9. ИТУН с каскадами усиления тока на выходе	329
10.10. Схемы на ИТУН с несколькими устойчивыми состояниями	334
10.11. Микро мощные компараторы на ИТУН	337
Предметный указатель	341



Кратко рассматриваются принципы построения и основы расчета около 270 практических схем усилителей, генераторов, источников питания, фильтров, приборов управления и различных устройств на основе операционных усилителей. Используя данную книгу, можно самостоятельно спроектировать, собрать и отладить разнообразные устройства радиоаппаратуры и бытовых приборов.

Книга предназначена для радиолюбителей и специалистов в области электронной техники.





Дж. Пенк
ЭЛЕКТРОНИЧЕ
СХОЗЕ

